radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Die Vertriebsorganisation der VVB Rundfunk und Fernsehen
- Ein neues drahtloses Mikrofon
- Daten einiger Import-Transistoren
- Bauanleitung: Vibrato und Klangregelung für eine Elektrogitarre

6 | MÄRZ 1965

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG

FÜR DBR BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 162

Otto Hänse
Die Vertriebsorganisation der VVB Rundfunk und Fernsehen 163

Ing. Eberhard Spindler
Eigenschaften von VHF- und UHF-Richtantennen und ihre Messung Teil 2 165

Hagen Jakubaschk
TRANSFON – ein neues drahtloses Mikrofon 168

Ernst Bottke
Moderne Hi-Fi-Lautsprecher – eine Übersicht 171

R. Gärtner
Ein stabiler Breitbandverstärker 172

K. Sturm
Röhreninformationen 17 Magnetrons Teil 2 175

Aus der Reparaturpraxis 177

Daten einiger Import-Transistoren 179

H. Hörning
Bauanleitung: Vibrato und Klangregelung für eine Elektrogitarre, Teil 1 180

Dr.-Ing. H. Albrecht
Widerstände mit vorgeschriebenem Temperaturkoeffizienten 182

Neues aus der sowjetischen Elektronik:

Halbleiterzerhacker für kleine Spannungen 184

Ein Abtastzusatzgerät mit Halbleiterbauelementen für den Oszillografen Э0-58 185

Ing. Winfried Müller
Hinweise für den Betrieb von Kaltkatoden-Relaisröhren in Verbindung mit elektromechanischen Relais 187

Referate 191

Fachbücher 192

OBSAH

Oznámení a zprávy 162

Otto Hänse
Odbytová organizace sdružení „VVB Rundfunk und Fernsehen" 163

Ing. Eberhard Spindler
Vlastnosti směrových antén pro metrové a decimetrové vlny a jejích měření, díl druhý 165

Hagen Jakubaschk
Transfon – nový bezdrátový mikrofon 168

Ernst Bottke
Moderní reproduktory vysoké jakosti – přehled 171

R. Gärtner
Stabilní širokopásmový zesilovač 172

K. Sturm
Informace o elektronkách 17 Magnetrony, díl druhý 175

Z opravářské praxe 177

Hodnoty dovážených tranzistorů 179

H. Hörning
Stavební návod: řízení vibračního efektu a zvuku u elektrické kytary, díl prvý 180

Dr.-Ing. H. Albrecht
Odpory s předepsaným teplotním součinitelem 182

Novinky ze sovětské elektroniky:

Střídač s polovodičovými stavebními prvky pro nízká napětí 184

Přídavné zařízení pro oscilograf Э0-58 osazené polovodičovými stavebními prvky 185

Ing. Winfried Müller
Pokyny pro použití spínacích výbojek se studenou katodou ve spojení s elektromechanickými relé 187

Referáty 191

Odborné knihy 192

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 162

Отто Гэнзе
Организация сбыта радиотоваров при Управлении народных предприятий радиопромышленности ГДР 163

Инж. Эбергард Шпиндлер
Свойства направленных метровых и дециметровых антенн и измерение их параметров, ч. 2-я 165

Гаген Якубашк
Новый радиомикрофон «Трансфон» 168

Эрнст Боттке
Современные высококачественные громкоговорители (обзор) 171

Р. Гэртнер
Устойчивый широкополосный усилитель 172

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (17) Магнетроны, ч. 2-я 175

Из работы ремонтных мастерских 177

Данные некоторых импортных трансисторов 179

Г. Хёрнинг
Своими руками: Регулятор вибрации и тембра для электрогитары, ч. 1-я 180

Д-р инж. Г. Альбрехт
Составление сопротивлений с определенным темературным коэффициентом 182

Новое в советской электронике:

Полупроводниковые преобразователи малых напряжений 184

Приставка сэмплирования на полупроводниковых приборах для осциллографа «Э0-58» 185

Инж. Вильфрид Мюллер
Указания для совместного использования тиратронов с холодным катодом и электромеханических реле 187

Рефераты 191

Новые книги 192

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 162

Otto Hänse
The Sales Organization of VVB Rundfunk und Fernsehen 163

Ing. Eberhard Spindler
Properties of V.H.F. and U.H.F. Directional Antennas and their Measurement (Part 2) 165

Hagen Jakubaschk
TRANSFON – a New Wireless Microphone 168

Ernst Bottke
Modern Hi-Fi Loudspeakers – a Survey 171

R. Gärtner
A Stable Wide-Band Amplifier 172

K. Sturm
Tube Informations 17 Magnetrons (Part 2) 175

Repair Practice 177

Characteristics of Some Imported Transistors 179

H. Hörning
Instruction for the Home Construction of the Vibrato and Tone Control of an Electric Guitar (Part 1) 180

Dr.-Ing. H. Albrecht
Resistances with Prescribed Temperature Coefficient 182

Novelties of Soviet Electronics:

Semiconductor Vibrator Unit for Low Voltages 184

Scanning Attachment with Semiconductor Components for the Э0-58 Oscillograph 185

Ing. Winfried Müller
Informations on the Operation of Cold-Cathode Relay Tubes in Connection with Electromechanical Relays 187

Abstracts 191

Technical Books 192

Titelbild:

Moderner Minnesang – die dazugehörende Elektronik siehe S. 180

Foto: Dewag

UNSERE LESER SCHREIBEN

Ich besitze einen Rundfunkempfänger „Rossini-Stereo" und bin daran interessiert, dieses Gerät für HF-Stereoempfang nachzurüsten. Mir ist bekannt, daß u. a. die Bandbreite der Bandfilter vergrößert werden müßte.
Bitte teilen Sie mir in diesem Zusammenhang mit, welche Veränderungen erforderlich wären, um durch Vorsatz eines Stereodecoders einen einwandfreien HF-Stereoempfang (Pilotton-Verfahren) zu ermöglichen.
Ich würde es begrüßen, wenn in radio und fernsehen eine Bauanleitung für Stereodecoder erscheinen würde. Vielleicht können Sie mir auch mitteilen, wann Stereodecoder im Handel erhältlich sein werden.

I. R., Berlin-Niederschönhausen

Zu Ihrer Frage, welche Änderungen gegebenenfalls an einem Rundfunkempfänger (nicht nur am Rossini-Stereo) getroffen werden müssen:
1. Wie Sie selbst erwähnen, muß die HF/ZF-Bandbreite des Empfängers vergrößert werden. Sie soll etwa 180 bis 250 kHz betragen und eine möglichst konstante Gruppenlaufzeit im Durchlaßbereich aufweisen.
2. Der Demodulator, meist ein Verhältnisgleichrichter, muß im Bereich 30 Hz ··· 53 kHz eine lineare Frequenz-Amplituden-Charakteristik aufweisen. Aus diesem Grund sind auch die üblichen Deemphasisglieder bei Stereoempfang zu entfernen.
3. Die Abstimmung des Empfängers muß bei Stereoempfang sehr exakt sein. Aus diesem Grunde empfiehlt sich eine automatische Scharfabstimmung oder zumindest eine Anzeigevorrichtung des Diskriminatornulldurchgangs.
Ein Artikel mit einer detaillierten Beschreibung eines Decoders, die zum Nachbau ausreicht, erschien im Heft 1 (1965). Die Frage, wann ein Stereodecoder im Handel erhältlich sein wird, kann nur der Handel beantworten. Unsere Meinung dazu ist: Nicht so bald, denn es fehlt noch immer eine internationale Stereonorm, auch wenn das Pilottonverfahren mit einiger Sicherheit auch bei uns für Stereosendungen kommen wird. Zum anderen sind die bisherigen Rundfunkempfänger meist nicht einfach für Stereoempfang nachrüstbar, zumindest nicht für den Laien.

*

Zur Zeit beschäftige ich mich mit dem Bau von RC-gekoppelten NF-Transistorverstärkern. Dabei tauchte für mich folgende Frage auf, die ich Sie bitte, mir zu beantworten.
Mit welchen Meßgeräten und mit welcher Meßanordnung kann man den Eingangs- und Ausgangswiderstand von RC-gekoppelten NF-Transistorverstärkern meßtechnisch erfassen?
Bei der Beantwortung dieser Frage möchten Sie bitte davon ausgehen, daß die Meßanordnung unter amateurmäßigen Bedingungen realisierbar sein muß. Folgende Meßgeräte stehen mir zur Verfügung: Oszillograf, Tongenerator, NF-Röhrenvoltmeter.

D. L., Ortrand/Lausitz

Genaue Messungen des Transistoreingangs- bzw. -ausgangswiderstandes bleiben am besten dem Entwicklungslaboratorium vorbehalten. Zur Orientierung ist es günstiger, die genannten Widerstände aus dem Kennlinienfeld des betreffenden Transistors zu entnehmen (siehe auch den Lehrgang „Transistortechnik" von M. Pulvers in den Jahrgängen 1959 bis 1961 unserer Zeitschrift).
Mit einer gewissen Ungenauigkeit lassen sich natürlich Ein- und Ausgangswiderstand des Transistors in der Schaltung messen. Das Prinzip ist dabei das gleiche wie bei jeder Ein- und Ausgangswiderstandsmessung: Der Tongenerator wird (zweckmäßigerweise bei 1000 Hz) auf eine kleine Spannung eingestellt, die den Transistor nicht übersteuert. Dann wird diese Spannung auf eine Reihenschaltung von Widerstandsdekade und unbekanntem Widerstand gegeben. Die Dekade wird so lange verändert, bis beide Teilspannungen — am Dekadenwiderstand und am unbekannten Widerstand — gleich groß sind. Dann entspricht der unbekannte Scheinwiderstand wertmäßig dem auf der Dekade eingestellten Widerstandswert. Diese Methode ist eingehend beschrieben in Streng: NF-Verstärker-Meßtechnik, S. 51 und 52 (Band 30 der Broschürenreihe „Der praktische Funkamateur", Deutscher Militärverlag, Berlin).

*

In Ihrer Zeitschrift ist in letzter Zeit mehrfach darauf hingewiesen worden, daß die mancherorts popularisierte Möglichkeit des Stereofonieempfangs durch Nachrüsten eines vorhandenen UKW-Empfängers mit einem Stereodecoder i. a. nicht diskutabel ist. Als Grund dafür wird festgestellt, daß der überwiegende Teil der bisher gefertigten UKW-Empfänger hinsichtlich der Auslegung des ZF-Teiles und des Demodulators nicht den sich aus dem Pilottonverfahren ergebenden Forderungen entspricht.
Da unser Rundfunk seit einiger Zeit mit offiziellen Stereoversuchssendungen über den Sender Berlin V (99,7 MHz) begonnen hat und auch für den Raum Leipzig ab Frühjahr dieses Jahres solche Sendungen angekündigt werden, möchte ich als stereo-interessierter Hörer die Bitte an Sie richten, die an einen UKW-Stereo-Empfänger speziell zu stellenden Forderungen (abgesehen vom Decoder) zu erläutern.

H.-G. K., Leipzig

Seit Anfang des Jahres sind bereits einige Artikel, die sich nochmals mit der Möglichkeit zum Empfang von Rundfunk-Stereofonie nach dem Pilottonverfahren beschäftigen (mit praktischen Hinweisen), in unserer Zeitschrift erschienen, die Veröffentlichung weiterer derartiger Beiträge ist beabsichtigt.
Nun zur Beantwortung Ihrer Frage: Grundsätzlich muß der Demodulator im Empfänger (meist ein Verhältnisgleichrichter) linear alle Frequenzen bis 53 kHz demodulieren. Eine Deemphasisschaltung darf nicht am Ausgang des Demodulators wirken, sondern muß getrennt für das Summen- und das demodulierte Differenzsignal vorhanden sein. Eine weitere Bedingung für den Stereoempfang ist eine ausreichende ZF-Bandbreite des Rundfunkempfängers. Nach Untersuchungen, die u. a. im Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik in Dresden durchgeführt wurden, reichen dazu etwa 180 ··· 250 kHz. Es würde uns freuen, von Ihnen gelegentlich näheres über den Erfolg Ihrer Stereo-Empfangsversuche zu erfahren.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- Der Einfluß der Widerstände auf die Zuverlässigkeit der Fernsehempfänger
- Ein ultralinearer FM-Demodulator für Hi-Fi-Empfänger
- Ein transistorstabilisiertes regelbares Netzgerät
- 2-Kanal-Funkfernsteuerungsanlage für Flugmodelle
- Empfindlicher Kleinstempfänger für den MW-Bereich
- Die wichtigsten Eigenschaften von Planartransistoren

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein neuer Fernsehkanalumsetzer** wurde am 17. 2. 1965 in Freiberg (Bezirk Dresden) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 12; Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ **Die ersten Vollbild-Fernsehempfänger** (Bildformat 3 : 4) wurden von der westdeutschen Firma Kuba-Imperial vorgeführt, und zwar drei 65-cm-Tischgeräte und ein neuartiges tragbares 30-cm-Gerät.

▼ **Ein Spiegelteleskop** mit 2 m Durchmesser liefert der VEB Carl Zeiss, Jena, für das Astrophysikalische Observatorium der Akademie der Wissenschaften Aserbaidshans in Schemacha. Es wird nach dem des Krim-Observatoriums das zweitgrößte der Sowjetunion sein.

▼ **Ein Gaslaser** mit 1 W Dauerstrichausgangsleistung, der in den USA entwickelt wurde, übertrifft die bisherigen Gaslaser um das Zehnfache. Seine Glasröhre von 5,5 m Länge und einem Durchmesser von 10 mm ist mit Helium und Neon gefüllt. Die hohe Leistung ergibt sich aus der Länge des Lasers und aus den eigens dafür entwickelten Endspiegeln mit äußerst niedrigen Verlusten.

▼ **Im Kongreßpalast des Moskauer Kreml** wurden ein mit allem technischen Zubehör ausgestattetes Fernsehübertragungssystem und ein internes Fernsehnetz installiert, das u. a. Übertragungen von den Sälen des Kongreßpalastes und von der Bühne des Kreml-Theaters – von 40 verschiedenen Kamerastandorten aus – ermöglicht.

▼ **Ein neues Ultramikroskop,** das Nemeskop, soll die bisherigen Elektronenmikroskope übertreffen. Die Stoffe werden durch radioaktive Bestrahlung selbst radioaktiv gemacht. Die von ihnen ausgesandten Strahlen ergeben ein Bild, das vergrößert und auch farbig fotografiert werden kann.

▼ **Eigene Datenverarbeitungsmaschinen** sollen erst dann kostenmäßig günstiger liegen als von Rechenzentren gemietete Anlagen, wenn sie mindestens im Zwei-Schicht-Betrieb eingesetzt werden, stellten Schweizer Ökonomen nach einer Analyse der beim Gebrauch von elektronischen Datenverarbeitungsmaschinen auftretenden Kostenfaktoren fest.

Digitaler Frequenzmesser bis 6,4 GHz

Mit dem Frequenzmesser Modell 950 der amerikanischen Firma Eldorado Electronics hat man die Möglichkeit der direkten digitalen Frequenzmessung im Bereich von 0···6400 MHz ohne die Benutzung von Überlagerungszusätzen, Transferoszillatoren oder Vorsatzgeräten. Die mit Tunneldioden bestückten Eingangskreise des Zählers gestatten zwei Arbeitsweisen. Die erste ist die automatische Arbeitsweise, bei der sich der Triggerpegel entsprechend den Schwankungen des Eingangssignals selbst einregelt. Bei verrauschten oder schwierig zu zählenden Signalen kann man in einer zweiten Stellung des Triggerschalters eine feine Triggerregelung von Hand durchführen. Ein weiteres interessantes Merkmal des Modells 950 ist, daß es vollständig aus standardisierten Bauelementen aufgebaut ist, wobei 75% der Stromkreise aus handelsüblichen Mikro-Miniaturmodulen bestehen. Mit Hilfe des Zusatzgerätes Modell 980 kann der Frequenzbereich von 6,4 auf 12,4 GHz erweitert werden.

Maschine lehrt Maschinen bedienen

Eine in Leningrad konstruierte Rechenmaschine kann Studenten in der Bedienung komplizierter elektronischer Geräte unterweisen. Der unterrichtende Roboter mit der Bezeichnung Leis UM rekapituliert bei aller Einfachheit seiner Konstruktion die ganze Logik der Funktionselemente kompliziertester Universal-Elektronenmaschinen. Die Arbeitsgeschwindigkeit der unterrichtenden Maschine ist so bemessen, daß die Studenten den logischen Konstruktionen des Elektronengehirns folgen können. Die Leis UM hat die Abmessungen eines Tischgerätes – 60×70×80 cm – und ist bequem zu handhaben. Sie liest das Programm nicht von dem operativen Speichergerät ab, wie das die herkömmlichen Universal-Ziffernmaschinen zu tun pflegen, sondern von einem Normalfilmband. Ein solches auf Filmstreifen aufgenommenes Programm kann beliebig lang sein. Die Leistungsaufnahme der Anlage beträgt lediglich 40 W.

Neue Untersuchungen über Lasertechnologie mit dem Laser für veränderliche Impulse

Das Verteidigungs- und Raumforschungszentrum der Westinghouse Company (USA) hat ein System entwickelt, mit dem die Zeitdauer des Lichtimpulses eines Hochleistungslasers verändert werden kann. Das System, das einen glatten oder „zakkenfreien" Lichtimpuls reproduzierbar erzeugt, ermöglicht die Untersuchung bisher unerforschter Gebiete der Lasertechnologie.
Bisher waren Untersuchungen über Wirkungen von Impulslaser auf Versuche beschränkt, in denen Laserstrahlen mit kurzen oder langen Impulsen verwendet wurden, deren Reproduzierbarkeit aber Schwierigkeiten bereitet. Untersuchungen über Wirkungen von Laserstrahlen im „Zwischenbereich" wurden hauptsächlich deshalb unterlassen, weil es an geeigneten Systemen für diesen Bereich fehlte.
Mit dem neuen System kann ein einziger Impuls von einigen ns bis zu mehreren ms isoliert und beliebig wiederholt werden. Das ermöglicht eine genaue Überwachung eines Versuchs oder einer Anwendung. So kann ein Laser bei der Metallbedampfung verwendet werden, können chemische Reaktionen mit dem Laserstrahl eingeleitet und bestimmte Augenschäden von Chirurgen mit dem Laser behoben werden.
Bei keiner dieser Anwendungen sind die sich abspielenden physikalischen, chemischen oder biologischen Vorgänge völlig bekannt.
Durch Verwendung von Verfahren mit Lasersystemen veränderlicher Impulse ist es jetzt möglich, Schritt für Schritt Untersuchungen durchzuführen, die ein völliges Verstehen solcher Vorgänge innerhalb eines weiten Bereiches von Impulsfolgen zum Ziel haben.
Der Betrieb des Systems beginnt mit der Erzeugung eines Laserimpulses bei Zimmertemperatur und seiner Einspeisung in eine Kerrzelle, die einen Teil des aus dem Laser empfangenen Impulses entnimmt und so „formt", daß der Impuls eine annähernd quadratische Gestalt annimmt.
Da die Kerrzelle nur einen Teil des Impulses durchläßt, so hängt das Nutzenergieniveau, anders ausgedrückt: seine Fähigkeit, Arbeit zu leisten, von einem Verstärkersystem ab. Dieses läßt sich dadurch erreichen, daß man den Impuls in einen zweiten Laser schickt, der die Impulsenergie auf die erforderliche Höhe verstärkt. Noch höhere Leistungen können durch zusätzliche Laserverstärker erzielt werden.
Das von der Westinghouse Company vorgeschlagene System enthält zwei solcher Laserverstärker. Die Energieerzeugung würde etwa 20 Joule bei 6943 Å betragen. Die Impulse würden eine Dauer von 2, 5, 10, 20 und 50 μs besitzen.

Nachtrag zu der Bauanleitung für ein kleines Elektronenblitzgerät

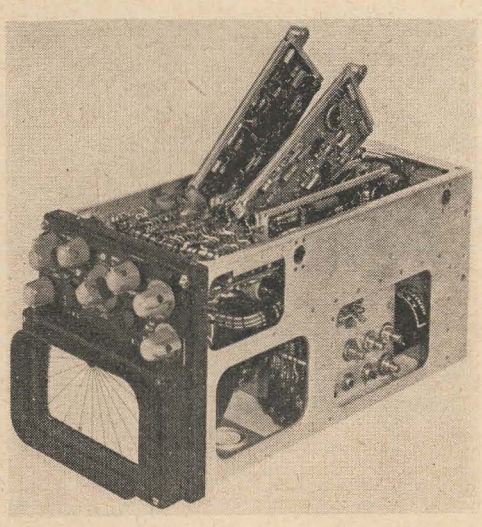
In der Schaltung des kleinen Elektronenblitzgerätes im Heft 3 (1965) S. 86 bis 88 ist es ohne größere Änderung möglich, anstelle des in der Schaltung angegebenen Transistors OC 828 bzw. OC 824 den NF-Transistor GC 120 (OC 820) einzusetzen. Dieser Transistor zeichnet sich für diese Schaltung besonders durch seinen höheren Kollektorstrom $I_c = 150$ mA aus. Da die Drahtquerschnitte des Übertragers $Ü_1$ reichlich gewählt sind, ist unter der Voraussetzung gleicher Batteriespannung nur der Basiswiderstand R_2 zu ändern. Wird dieser Strom $I_c = 150$ mA als Grenzwert gesetzt, so ist es zweckmäßig, die Batteriespannung zu erhöhen und die Windungszahlen des Übertragers $Ü_1$ neu zu berechnen.
Erwähnt sei noch, daß das Elektronenblitzgerät im VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, Betriebsteil Stahnsdorf, als Neuerervorschlag unter der Reg.-Nr. 1029/65 P (Büro für Neuererwesen) registriert wurde.

Elektronenrechner als Schriftsetzer

In etwa 20 Druckereien der USA ersetzen Elektronenrechner bereits den Maschinensetzer. Gegenwärtig entwickelt auch ein Londoner Unternehmen eine vollautomatische Setzanlage für Zeitungen, Zeitschriften und Bücher. Die elektronisch automatisierte Setztechnik bewerkstelligt selbsttätig die richtige Anordnung der Wörter in der Spalte und die logische Worttrennung am Zeilenende.
Bei dem automatischen System stellt der Setzer auf einem einer elektrischen Schreibmaschine ähnlichen Gerät einen Lochstreifen her, der sodann der Datenverarbeitungsanlage zugeführt wird. Diese erzeugt einen zweiten, auf die gewünschte Spaltenbreite zugeschnittenen Lochstreifen mit dem zu druckenden Text und den zum Gießen der Bleizeilen nötigen Steuersignalen. Die Genauigkeit des automatischen Vorgangs beträgt 1 zu 5 Millionen, da sogar die vom Setzer beim Herstellen des ersten Lochstreifens gemachten Fehler vom Computer in kürzester Zeit korrigiert werden. Der zweite Lochstreifen wird in geeigneter Weise mit einer Setzmaschine gekoppelt, von der automatisch die Bleizeilen hergestellt werden.

Sprechen Sterne zu uns?

Bei Weltraumfunksignalen großer Stärke im Bereich 900 MHz könnte es sich um Zeichen einer Superzivilisation handeln, die mit uns oder anderen Welten Kontakt aufzunehmen sucht. – Das ist die Ansicht des sowjetischen Astronomen Nikolai Kardashev vom Staatlichen Astronomischen Sternberg-Institut, in dem er unter der Leitung des führenden sowjetischen Astronomen Professor Shklovsky arbeitet. Sie wurde auf einer im Auftrage der Armenischen Akademie der Wissenschaften veranstalteten wissenschaftlichen Konferenz über „außerirdische Zivilisationen" vorgetragen.
Nach Kardashev würde die 900-MHz-Frequenz von intelligenten Wesen für den Funkverkehr im Weltraum gewählt werden. Es gibt zwei Arten von Geräuschen, die eine Übertragung auf große Entfernungen im Weltraum behindern: das aus dem Weltraum selbst kommende kosmische Geräusch und das Empfängerrauschen. Beide sind frequenzempfindlich, und zusammen erzeugen sie im 900-MHz-Bereich ein Minimum.
Kardashev wies ferner darauf hin, daß die Spektren dieser Radioemissionen denen anderer Quellen kosmischer Radiostrahlen nicht ähneln.
Er schloß sich der Meinung Professor Shklovskys an, derzufolge eine weit fortgeschrittene Zivilisation versuchen könnte, mit einem außerordentlich starken Funksignal die Aufmerksamkeit auf sich zu lenken. Bei der Annahme einer stetigen Weiterentwicklung unserer Energieerzeugung für nur 3200 Jahre ergibt sich eine Zivilisation vom „Typ 2", die in der Lage wäre, genügend Energie für derartige Funkverbindungen im Weltraum zu erzeugen.



Anzeige- und Steuerteil des neuen Flugzeug-Wetterradargerätes E 190 der englischen Firma Ekco Electronics. Das Gerät besteht aus einer Anzahl besonders leichter und volltransistorisierter Bausteine. Die Ortung des Wetters ist bis zu einer Entfernung von 240 km in einem Bereich von 180° möglich, obgleich die Masse des Gerätes weniger als 27 kg beträgt.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 2. MÄRZHEFT 6 1965

Die Vertriebsorganisation der VVB Rundfunk und Fernsehen

OTTO HÄNSE

Bereits im Heft 8 (1964) berichtete radio und fernsehen, daß die VVB RFT Rundfunk und Fernsehen eine industriezweigeigene Absatzorganisation mit umfassender Aufgabenstellung aufbaue. Der Handel in so hochwertigen industriellen Konsumerzeugnissen, wie eben Rundfunk-, Fernseh- und Fonogeräte einschließlich Ersatzbauteile und Bastlerbedarf, bedurfte seit längerem schon einer prinzipiellen Verbesserung. Inzwischen hat das neue Unternehmen, der VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Leipzig, mit Jahresbeginn seine Tätigkeit aufgenommen.

Die Grundlagen

Ausgehend von einer Empfehlung des VI. Parteitags und den Prinzipien des neuen ökonomischen Systems der Planung und Leitung der Volkswirtschaft arbeitete die VVB RFT Rundfunk und Fernsehen bereits im Februar 1964 Grundsätze zur Bildung einer Vertriebsorganisation des Industriezweiges aus. Sie wurden wenig später vom Ministerium für Handel und Versorgung sowie vom Volkswirtschaftsrat der Deutschen Demokratischen Republik bestätigt. Diese Grundsätze hatten die qualitative Verbesserung der Handelstätigkeit und der Beziehungen zwischen Produktion und Konsumtion zum Inhalt. Sie beruhten auf der Erkenntnis, daß es für technisch komplizierte Erzeugnisse zweckmäßig ist, Vertriebsorganisationen der Industrie zu entwickeln, die den Verkauf bis zum individuellen Konsumenten, d. h. also den Direktabsatz, selbst übernehmen. Danach wird die VVB auch für den Absatz ihrer Produktion voll verantwortlich. Sie überträgt die Absatzfunktion einem ihr unterstehenden volkseigenen Betrieb, der nach der wirtschaftlichen Rechnungsführung arbeitet. Aus der Analyse des bisherigen Binnenhandelsablaufes im Bereich Rundfunk–Fernsehen–Fono ergaben sich wertvolle Erkenntnisse bezüglich der Notwendigkeit wie der Dringlichkeit dieses Vorhabens, das im volkswirtschaftlichen Rahmen gesehen ja ein Novum darstellt. Dank eines schon seit über einem Jahrzehnt bestehenden, wenn auch kleinen Netzes durchaus leistungsstarker und allgemein-vorbildlicher RFT-Industrieläden verfügte man über sichere kommerzielle Erfahrungen, die beim Aufbau der Absatzorganisation natürlich benutzt wurden. Ähnlich lagen die Verhältnisse beim technischen Service, der, zentral vom VEB Garantie- und Reparaturdienst angeleitet, über 1300 Vertragswerkstätten umfaßte und über diese einen Kontakt mit dem Konsumenten herstellte. Beide Komplexe bildeten die Ausgangspositionen beim Aufbau des VEB Industrievertrieb.

Bild 1: Industriefiliale Halle (Saale) von außen gesehen

Als Handelsträger eines ganzen und sehr produktiven Industriezweiges mit einem Jahresaufkommen von 1965: 776 000 Rundfunkgeräten, 642 000 Fernsehempfängern und 86 000 Fonogeräten stützt sich der VEB Industrievertrieb auf ein Netz bezirklicher Vertriebsleitungen sowie auf das eigentliche Netz der Industriefilialen selbst. Im Augenblick sind es 11 in der ganzen Republik. Die jüngste und zugleich vorbildlichste ist die in Halle (Saale), die älteste und bewährteste in Leipzig. In diesem Jahr wird die Zahl der Industriefilialen auf 50, und im kommenden Jahr auf 120 erhöht. Daraus ergibt sich von selbst die als Hauptaufgabe gestellte Steigerung des Direktabsatzes von Erzeugnissen der VVB Rundfunk und Fernsehen. Sie erreicht in diesem Jahr etwa 50% und steigert sich 1966 auf 70% des gesamten Absatzes der Erzeugnisse der VVB. Das umreißt die kommerzielle Stellung und Bedeutung des VEB Industrievertrieb, neben dem es dann nur noch als

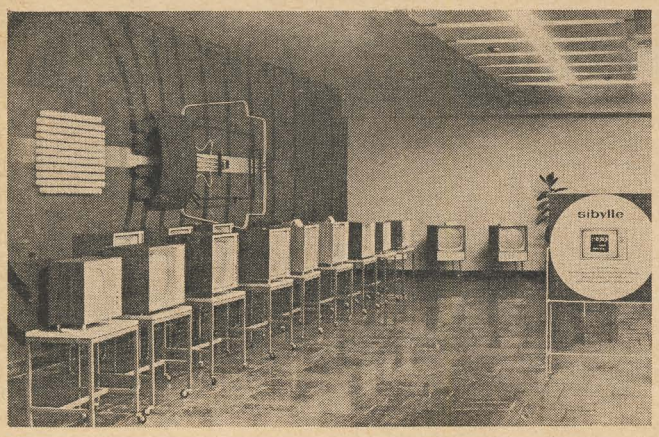


Bild 2: TV-Empfänger-Ausstellungsraum der Industriefiliale Halle (Saale)

Direktabsatzunternehmen die beiden Warenhauskonzerne „Centrum" und „konsument" gibt. Überblicken wir das Netz der Industriefilialen einmal vom geografischen Standpunkt aus, so zeigt sich, daß natürlich jeder Bezirk seine Industriefilialen hat, daß aber Schwerpunkt-Bezirke, wie etwa Halle (Saale), Karl-Marx-Stadt, Dresden, Leipzig, Erfurt und Magdeburg, entsprechend ihrem Entwicklungsindex im Augenblick noch dichter besetzt sind. 1966 ziehen Bezirke wie Rostock, Neubrandenburg, Cottbus und Suhl nach. Außerdem wird jeder Bezirk über eine Spezialverkaufsstelle für den sehr gefragten Bastlerbedarf verfügen, die wiederum eng mit dem Versandhandel zusammenarbeitet. Es geht also um die Einrichtung eines Fachhandels, der durch solche Momente, wie fachgerechter Verkauf, hochentwickelter Service, qualifizierte Mitarbeiterschaft und verantwortungsbewußte Handelstätigkeit gekennzeichnet ist. Oben war bereits die Industriefiliale Halle (Saale) genannt worden. Sie ist in technisch-ökonomischer Hinsicht der Prototyp der neu zu errichtenden oder auszubauenden Verkaufsstellen. In der Perspektive wird es in der DDR insgesamt etwa 500 Fachverkaufsstellen für Rundfunk-, Fernseh- und Fonogeräte (aller Eigentumsformen und einschließlich der Industriefilialen) geben. Sie führen das gesamte Sortiment, die gesamte Palette des Industriezweiges. Im ganzen gesehen bedeutet die eingeleitete Entwicklung eine starke Konzentration und Rationalisierung auf kommerziellem Gebiet sowie das Ausklingen des alten Großhandels.

Welche Ziele?

Ihrem Charakter nach sind die Aufgaben des VEB Industrievertrieb zentraler Natur. Dazu gehören:

1. zentrale Bedarfsermittlung und Marktforschung im Binnenhandel;
2. Mitarbeit bei der Festlegung der Sortimente für die Produktion;
3. vertragliche Bindung der Produktion für den Binnenhandelsabsatz;
4. Verkauf der Erzeugnisse des Industriezweigs unter Inanspruchnahme der Industriefilialen und Regelung sowie Steuerung des Direktbezuges;
5. Lösung der Grundsatzprobleme, die sich aus der Restfunktion des Großhandels und den vertraglichen Bindungen mit dem Kommissionshandel und dem Fachhandel anderer Eigentumsformen ergeben;
6. Anleitung der bezirklichen Vertriebsleitungen;
7. Qualifizierung des Verkaufspersonals, der Mitarbeiter im Kundendienst und der Mitarbeiter in den Vertragswerkstätten sowie Einflußnahme auf die technische Unterweisung dieser Reparaturwerkstätten für neu- und weiterentwickelte Erzeugnisse in Zusammenarbeit mit den Produktionsbetrieben;
8. Erfüllung der sich aus dem Garantieversprechen des Garantiegebers ergebenden Aufgaben gegenüber dem Endverbraucher, den Vertragswerkstätten und dem Garantiegeber;
9. Durchführung einer zielgerichteten Werbung im Binnenhandel;
10. Koordinierung mit den Fachgeschäften der Versorgungskontore und dem Staatlichen Maschinenkontor zur Sicherung einer komplexen Ersatzteilversorgung für Erzeugnisse aus der DDR-Produktion und eventuelle Importfabrikate.

Wenden wir uns noch einmal gesondert dem letzteren Punkt zu. Hier erwachsen dem VEB Industrievertrieb noch folgende Aufgaben:

10.1. technische Beratung mit den Herstellerbetrieben zwecks weiterer Standardisierung und Normung von Ersatzteilen;
10.2. Abstimmung über den Auslauf alter Typen, Bereitstellung von Ersatzteilen für neue Gerätetypen;
10.3. Koordinierung mit den Herstellerbetrieben über verwendete Importersatzteile;
10.4. Spezialisierung;
10.5. Herausgabe eines Mitteilungsdienstes für das Handelsnetz, in dem über Verwendung, Einsatz, Änderung, Bezugsmöglichkeit und Austauschbarkeit der Ersatzteile berichtet wird (dieser Dienst ist bereits in Arbeit).

Aus diesem Aufgabenkomplex ergibt sich bereits die enge Verbindung mit der Produktion und die direkte Einflußnahme auf sie. Folgende Ergebnisse dürfen bei erfolgreicher Lösung dieser Aufgaben erwartet werden:

1. Gewinnung von Reparaturkapazität durch Wegfall unproduktiver Zeiten bei der Materialversorgung;
2. Wegfall der ungerechtfertigten entschädigungslosen Finanzierung der Garantiegeber durch die Werkstätten für bevorschußtes Material;
3. bedarfsgerechte Produktion und sofortige Beseitigung eventuell auftretender Disproportionen als Ergebnis der Konzentration der komplexen Ersatzteilversorgung;
4. Wegfall der zentralen Garantieteile-Lager.

Service groß geschrieben

Man soll sich keinen Illusionen hingeben, der internationale Servicestandard ist ungewöhnlich hoch. Es sei hier gar nicht auf die unechten Servicemethoden eingegangen, die manchmal angepriesen werden, sondern auf den eigentlichen technischen Service, auf die die Verkaufs-

Bild 3: Der Rundfunkempfängerraum der Industriefiliale Halle (Saale)

Bild 4: Schallplattenvorführ- und -verkaufsraum der Industriefiliale Halle (Saale)

handlung umrahmende und weiterführende technische Leistung. Welche Ziele hat sich hier der VEB Industrievertrieb gesetzt?
Zunächst einmal geht es um eine Service-Zeit von 24 Stunden – vom Verkauf eines Gerätes bis zu seiner endgültigen betriebsbereiten Aufstellung und Einweisung sowie Anleitung seines Besitzers. Die Kraftfahrer der Industriefilialen, die diese Leistung ausführen, sind zukünftig gleichzeitig auch Service-Monteure. Erst-Antennen werden selbstverständlich leihweise zur Verfügung gestellt. Es wird möglich werden, daß auf Wunsch der Wagen der Industriefiliale mit einer bestimmten Auswahl einer bestimmten Geräteklasse am Haus des Käufers vorfährt und dieser sich erst in seiner Wohnung zum Kauf zu entschließen braucht, wenn er an Ort und Stelle geprüft hat, welcher Typ für seine Wohnung und sein Milieu in Frage kommt. Ein anderes Ziel sind örtliche Service-Bezirke mit ständigem Personal und regelmäßige Service-Hausbesuche, wie es diese bereits in der Sowjetunion und der ČSSR gibt. Dabei sucht ein Service-Mitarbeiter in bestimmten Zeitabständen regelmäßig seinen Servicekreis auf, wartet die Geräte, gibt Hinweise usw. Ein diffiziles Problem ist allerdings der Sonn- und Feiertags-Service, an den erst in weiterer Zukunft zu denken ist. Auf jeden Fall soll sich der Besitzer eines Gerätes unseres Industriezweigs stets betreut und umsorgt fühlen und wissen. In der Praxis sind hier schon gute Ansätze zu verzeichnen. Es kommt dabei viel auf die persönliche Verantwortungsfreudigkeit und Einsatzbereitschaft der Service-Mitarbeiter an, und mit aller Sicherheit wird hier mit ökonomischen Hebeln und durch den sozialistischen Wettbewerb noch viel erreicht werden müssen.
Überblicken wir das Ganze, so können wir feststellen, daß alles getan, überlegt und eingeleitet wurde, um ein neues Niveau im Handel mit Erzeugnissen des Industriezweigs zu erreichen. Über eins muß man sich aber im klaren sein: brachte die bisherige Entwicklung in der Aufbauphase des VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen schon eine Reihe echter und gar nicht leicht zu lösender Probleme, so wird auch die Weiterentwicklung keineswegs problemlos verlaufen, denn ein hoher Standard erlaubt keineswegs Stagnation, sondern fordert stets Weiterarbeit und Weiterentwicklung auch auf diesem Gebiet.

Eigenschaften von VHF- und UHF-Richtantennen und ihre Messung

Ing. EBERHARD SPINDLER

Mitteilung aus dem VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Teil 2

Die Strahlungseigenschaften

Die Strahlungseigenschaften als Kennwerte einer Antenne

Unter den Strahlungseigenschaften versteht man allgemein Eigenschaften des elektromagnetischen Feldes, das von einer Antenne im Raum erzeugt wird. Meistens betrachtet man dabei die Verteilung der elektrischen Feldstärke oder die Verteilung der Strahlungsdichte (Leistung je Flächeneinheit) der abgestrahlten Leistung. Die umfassendste Darstellung ist die Strahlungscharakteristik, diese läßt sich berechnen durch lineare Superposition der Strahlung von Elementarstrahlern, aus denen sich jede Antenne grundsätzlich zusammensetzt. Die Strahlung der in Frage kommenden Elementarstrahler ist bekannt. Ebenso können Antennen selbst mit bekannten Strahlungseigenschaften als Elementarstrahler betrachtet werden, z. B. bei der Berechnung von Antennengruppen.
Bestimmte Erscheinungen der Strahlungseigenschaften sind für die Praxis von besonderer Bedeutung, sie sind aus diesem Grunde näher definiert, und auf sie wird im folgenden besonders eingegangen.

Die Strahlungscharakteristik

Die Strahlungscharakteristik wird auch oft als Richtcharakteristik bezeichnet. In der Empfangsantennentechnik wird sie meist nach dem Betrag (sie ist allgemein komplex) im sphärischen oder im rechtwinkligen räumlichen Koordinatensystem dargestellt. Praktisch interessant ist dabei jedoch nur die relative Strahlungscharakteristik, d. h., man normiert diese Strahlungscharakteristik auf den Maximalwert der Feldstärke und erhält so die normierte Richtcharakteristik

$$\frac{E}{E_{max}} = f(\vartheta, \psi)$$

wobei ϑ und ψ die Winkel des sphärischen Koordinatensystems sind.
Unter dem Strahlungsdiagramm (bzw. Richtdiagramm) versteht man allgemein einen beliebigen Schnitt durch die Strahlungscharakteristik, wobei jedoch der Endpunkt des Richtvektors einen Kreis auf der Einheitskugel beschreibt.
Liegt der Schnitt durch die Strahlungscharakteristik in der Vertikalebene und enthält er die Hauptstrahlrichtung, so spricht man allgemein vom Vertikaldiagramm; liegt er in der Horizontalebene und enthält die Hauptstrahlrichtung, so spricht man vom Horizontaldiagramm. Das gilt auch für die entsprechenden normierten Diagramme. Diese werden im folgenden ausschließlich zugrunde gelegt. Aus der normierten Darstellung gehen alle Kennwerte in einfacher Weise hervor.
Um die Richtdiagramme einer Antenne eindeutig, unabhängig von der Polarisation der Antenne, zu kennzeichnen, gibt man die Diagramme auch oft auf die Polarisationsrichtung bezogen an, wenn es sich um lineare Polarisation handelt, was in diesem Zusammenhang der Fall ist. Man spricht dann vom Diagramm der E-Ebene oder H-Ebene, kurz E- oder H-Diagramm genannt.
Bei horizontaler Polarisation z. B. ist das Horizontal- mit dem E-Diagramm und das Vertikal- mit dem H-Diagramm identisch.
Die Diagramme werden bei Fernsehempfangsantennen im linearen Maßstab dargestellt.

Der Gewinn

Der Gewinn einer Antenne ist wohl die meist beachtete und auch wichtigste Kenngröße.
Da eine Antenne jedoch ein passives Gebilde ist, kann der Gewinn in erster Linie durch die Richtcharakteristik bestimmt werden. Das heißt also, die Erhöhung der Strahlungsdichte in einer bestimmten Richtung geht auf Kosten der Strahlungsdichte in anderen Richtungen. Damit besteht ein unmittelbarer Zusammenhang zwischen Gewinn und Strahlungsdiagramm.
Der Gewinn bei Empfangsantennen ist definiert als das Verhältnis der von der angepaßten Antenne an den Verbraucher maximal abgegebenen Leistung P_a zur Leistung P_N, die von einem angepaßten Vergleichsstrahler an den Verbraucher abgegeben wird, wenn sich der Vergleichsstrahler in einem Feld gleicher Feldstärke wie die Antenne befindet und übereinstimmende Polarisation vorhanden ist.

$$G = \frac{P_a}{P_N} \quad \text{bzw.} \quad G = 10 \lg \frac{P_a}{P_N} \text{ in dB}$$

Ist der Verbraucherwiderstand gleich, so kann der Gewinn entsprechend auch aus dem Verhältnis der Spannungen angegeben werden zu

$$G = \frac{U_a^2}{U_N^2} \quad \text{bzw.} \quad G = 20 \lg \frac{U_a}{U_N} \text{ in dB}$$

Das Verhältnis U_a/U_N wird oft als „Spannungsgewinn" bezeichnet. Diese Bezeich-

nungsweise ist jedoch nicht exakt; der Gewinn ist stets ein Leistungsverhältnis.
Als Vergleichsstrahler kommen in Frage: der Kugelstrahler, der Elementardipol und der Halbwellendipol.
Tabelle 1 zeigt den Zusammenhang zwischen den Gewinnwerten dieser Vergleichsstrahler.
In der Fernsehempfangsantennentechnik wird meistens der Gewinn auf einen abgestimmten angepaßten Halbwellendipol bezogen, die Antenne braucht dabei nicht exakt angepaßt zu sein, nur der Bezugswiderstand wird angegeben (240 Ω).
Das sind also die Verhältnisse, wie sie in der Praxis auftreten. Entsprechend wird dieser Gewinn als **praktischer Gewinn** (working gain) bezeichnet. Diese Definition ist also bei Gewinnbetrachtungen unbedingt zu beachten.
Betrachtet man eine Antenne als verlustlos und bezieht den Gewinn auf einen verlustlosen angepaßten Kugelstrahler nach der allgemeinen Definition, so bezeichnet man diesen Gewinn als **Strahlungsgewinn** (gain, directivity).
Der Elementardipol als Bezugsstrahler hat in diesem Zusammenhang keine praktische Bedeutung.

Das Vor-Rückverhältnis (VRV)

Bei TV-Empfangsantennen versteht man unter dem VRV das Verhältnis der am Verbraucherwiderstand entstehenden Spannung – wenn die Antenne aus ihrer Hauptstrahlrichtung empfängt – zur Spannung am Verbraucherwiderstand – wenn die Antenne um 180 Grad gegenüber der Empfangsrichtung gedreht wird.

$$VRV = \frac{U_o}{U_{180}} \quad \text{bzw.} \quad VRV = 20 \lg \frac{U_o}{U_{180}} \quad \text{in dB}$$

Der logarithmische Wert wird als Rückdämpfung bezeichnet. Dabei muß darauf hingewiesen werden, daß diese Definition nicht einheitlich verwendet wird. Oft wird die Spannung bei Ausrichtung der Antenne mit der Hauptempfangsrichtung zum Sender ins Verhältnis zu einem Mittelwert aus dem zur Hauptempfangsrichtung rückwärtigen Winkelbereich zwischen 90 Grad und 270 Grad gesetzt. Dieser Wert erlaubt jedoch keinerlei exakte Rückschlüsse auf die Richtwirkung einer Antenne. Bei der vorliegenden Definition jedoch gilt das VRV exakt für ganz bestimmte Winkel (0°/180°). In Verbindung mit anderen Kennwerten ist daher eine bessere Aussage möglich.

Öffnungswinkel

Die Richtcharakteristik einer Antenne enthält in ihrer Hauptstrahlungsrichtung die sogenannte Hauptstrahlungskeule. Durch sie sind die Eigenschaften in der Nähe der Hauptstrahlrichtung festgelegt. Die Form und Größe der Hauptstrahlkeule wird näherungsweise durch die Öffnungswinkel charakterisiert. Das ist der Winkelbereich in einer Ebene, in dem die von der Antenne abgegebene Spannung auf das $1/\sqrt{2}$fache (0,707fache) der Maximalspannung (in Hauptstrahlrichtung) absinkt.
Gleichzeitig ist es der Winkelbereich, in dem die Leistung, die an den Verbraucher

Tabelle 1: Gewinnzusammenhänge bei üblichen Vergleichsstrahlern

Bezugsstrahler	Isotropstrahler	Elementardipol	λ/2-Dipol
Isotropstrahler	G = 1 (0 dB)	G = 1,5 (1,76 dB)	G = 1,64 (2,15 dB)
Elementardipol	G = 0,666 (−1,76 dB)	G = 1 (0 dB)	G = 1,09 (0,39 dB)
λ/2-Dipol	G = 0,61 (−2,15 dB)	G = 0,91 (−0,39 dB)	G = 1 (0 dB)

gelangt, auf die Hälfte absinkt. Aus diesem Grunde wird dieser Winkelbereich auch als Halbwertbreite bezeichnet.
Entsprechend den charakteristischen Schnitten durch die Richtcharakteristik werden diese Winkel für das Horizontal- und Vertikaldiagramm (bzw. E- und H-Ebene) angegeben.

Nullstellen

Als Nullstellen bezeichnet man die Stellen des Diagramms, an denen die Spannung bzw. Leistung auf den Wert Null absinkt. Nullstellen werden als solche mit ihren Winkeln angegeben.
Sie entstehen, wenn bei Antennen die Summe aller diskreten Strahlungsanteile unter Beachtung der gegenseitigen Phasenlage den Wert Null ergibt.
Die Möglichkeit des Entstehens von Nullstellen nimmt mit der Zahl und Ausdehnung der räumlichen Anordnung der Elementarstrahler zu, in die jede Antenne zerlegt werden kann.

Nebenkeulendämpfung

Neben der Hauptkeule entstehen bei größeren Antennen meist auch sogenannte Nebenkeulen. Wie bereits angedeutet, entsteht das Richtdiagramm jeder Antenne als lineare Superposition aller Strahlungen von diskreten Elementarstrahlern, in die jede Antenne zerlegt werden kann. Die optimale Phasenlage dieser Strahlungen ergibt die Hauptkeule. Durch die verschiedenen Abstrahlrichtungen und die räumliche Verteilung der Elementarstrahler gibt es für jede Strahlungsrichtung bestimmte Phasenverhältnisse, die neben der Amplitude den Summenvektor bestimmen. Es entstehen also, wie bereits erläutert, die Hauptstrahlungskeule, Nullstellen sowie weitere Maximal- und Minimalwerte der Gesamtstrahlung.
Die Maxima außerhalb der Hauptstrahlungskeule zwischen Minima bzw. Nullstellen werden als Nebenkeulen bezeichnet. Sie sind im allgemeinen unerwünscht. Das logarithmische Verhältnis des maximalen Spannungswertes der Hauptkeule (U_{max}) und des Maximalwertes der Nebenkeule ($U_{N\,max}$) bezeichnet man als Nebenkeulendämpfung d_n.

$$d_n = 20 \lg \frac{U_{max}}{U_{N\,max}} \quad \text{in dB}$$

Zur exakten Angabe der Nebenkeulendämpfung gehört der Winkel, bei dem das Maximum der Nebenkeule auftritt.

Die Messung der Strahlungseigenschaften

Als Energieübertragungssysteme sind in der Fernsehempfangsantennentechnik zwei Systeme üblich: das symmetrische System (240-Ω-Bandleitung) und das koaxiale System (60-Ω-Koaxialkabel).
In der Meßtechnik wird ausschließlich das koaxiale System verwendet, da sich hierdurch die geringsten Meßfehler ergeben. Das sind z. B. Fehler durch unerwünschte Einstrahlung auf die Kabel und Meßgeräte (Symmetriefehler) sowie äußere Beeinflussung der Anpassung.
Bei der Messung symmetrischer Antennen werden dabei Symmetrierglieder mit optimalen Eigenschaften verwendet (z. B. λ/2-Umwegleitung).

Messung des Richtdiagramms

Wie bereits angedeutet, gestattet die normierte Darstellung eine allgemein gültige Aussage. Aus diesem Grunde wird bei der Messung auch meist das normierte Diagramm aufgenommen. Das heißt also, der auftretende Maximalwert der Spannung am Verbraucherwiderstand (in der Hauptstrahlrichtung der Antenne) hat den normierten Wert 1. Das Diagramm wird in der Praxis in der E- und H-Ebene einer Antenne aufgenommen. Es zeigt die Spannung als Funktion des horizontalen bzw. vertikalen Winkels. Der Winkel Null wird in beiden Fällen der Hauptstrahlrichtung (Hauptempfangsrichtung) zugeordnet.
Eine Antenne wird meist als Empfangsantenne gemessen, wobei das Feld durch eine geeignete Sendeantenne mit einem Sender, der die gewünschte Frequenz abgibt, erzeugt wird. Die Empfangsantenne wird drehbar angeordnet und die Leistung einem Empfänger zugeführt. Als Empfänger kann grundsätzlich jeder selektive

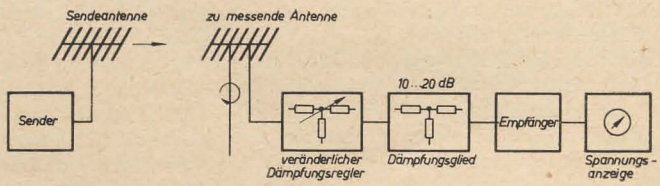


Bild 5: Meßanordnung zur Diagrammessung

Empfänger verwendet werden, der eine lineare Spannungsanzeige gestattet oder entsprechend geeicht ist.
Um die erforderliche Anpassung am Empfängereingang in jedem Falle herzustellen, schaltet man grundsätzlich vor den Empfänger ein wellenwiderstandsreines Dämpfungsglied mit einer Dämpfung von etwa 10 bis 20 dB.

Es ergibt sich also ein prinzipieller Meßaufbau, wie im Bild 5 gezeigt.

Zur Aufnahme des Richtdiagramms kann im allgemeinen jeder übliche Empfänger verwendet werden. Die Linearität der Anzeige kontrolliert man zweckmäßig, indem man zwischen die Antennenleitung und den Empfänger nacheinander ein Dämpfungsglied von z. B. 3 dB, 6 dB, 20 dB schaltet. Die angezeigte Spannung muß dabei nacheinander auf das $1/\sqrt{2}$fache, 0,5fache, 0,1fache des Maximalwertes zurückgehen. Ist diese Bedingung erfüllt, so läßt sich mit dieser Anordnung das Richtdiagramm im linearen Maßstab aufnehmen, indem man die Antenne auf entsprechende Winkel (in Intervallen von etwa 10 bis 20 Grad) einstellt und die entsprechenden Meßwerte in einem Polardiagramm oder in kartesischen Koordinaten darstellt. Der verwendete Meßempfänger darf in diesem Fall keine automatische Verstärkungsregelung enthalten. Ist eine solche vorhanden, so ist sie außer Betrieb zu setzen. Zweckmäßigerweise führt man eine Fremdspannung als Regelspannung zu, die in ihrer Größe von Hand einstellbar ist. Dadurch kann man die Verstärkung des Empfängers so einregeln, daß der Maximalwert 1 auf dem zur Verfügung stehenden Anzeigeinstrument auf einen Wert 1, 10 usw. einstellbar ist, dadurch ergibt sich eine sehr einfache Ablesemöglichkeit. Die einfachste Messung ist, wenn man für das Diagramm der E-Ebene horizontale Polarisation wählt und die Antenne entsprechend bei der Aufnahme des Richtdiagramms horizontal dreht. Bei der Aufnahme des Richtdiagramms der H-Ebene wählt man zweckmäßig vertikale Polarisation und dreht die Antenne horizontal.

Bei der Aufnahme des Richtdiagramms können bestimmte Meßfehler durch Mehrwegeempfang des Signals auftreten.

Bild 6 zeigt einen möglichen Fall, bei dem eine Antenne aus dem Winkel 60 Grad angestrahlt wird und die Hauptkeule zu-

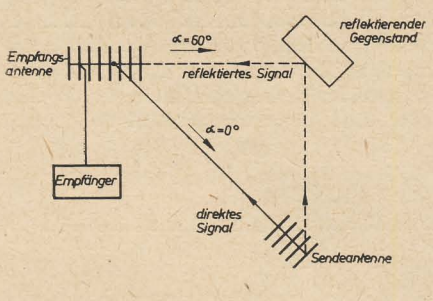


Bild 6: Entstehung von Meßfehlern bei der Diagrammessung

sätzlich ein reflektiertes Signal aufnimmt. Die vom Meßgerät angezeigte Spannung ist jedoch die Summenspannung beider Signale unter Beachtung der gegenseitigen Phasenlage. Das heißt, beide Signale können sich im Extremfall addieren bzw. subtrahieren. Die möglichen Fehler des Diagramms zeigt Bild 7.

Dieser Fehler tritt besonders dann auf,

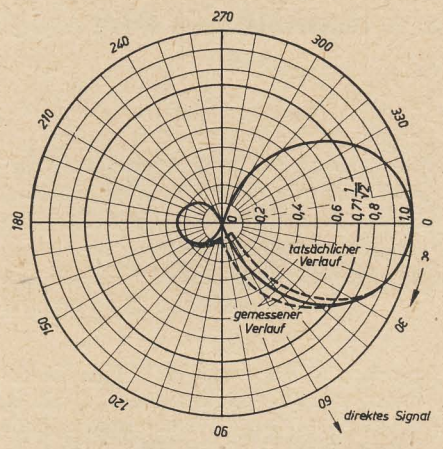


Bild 7: Auswirkungen von Meßfehlern im Diagramm (Keulenverformung und Nullstellenauffüllung)

wenn kleine Werte des Diagramms gemessen werden sollen bzw. wenn im Diagramm Nullstellen vorhanden sind. Bei Nullstellen tritt eine sogenannte Nullstellenauffüllung auf.

Dieser Umstand ist besonders bei den Nullstellen des Diagramms der E-Ebene von Dipolantennen bei 90/270 Grad zu beachten.

Reflektierte Signale ergeben meist durch ihren Phasenunterschied gegenüber dem direkten Signal ein verzerrtes Feld. Man überzeugt sich daher am besten vor einer Messung, ob das Feld nur in bestimmten zulässigen Grenzen schwankt. Als zulässigen Fehler kann man eine Schwankung der elektrischen Feldstärke von 0,5 bis 1 dB betrachten. Diese Kontrolle wird mit einem $\lambda/2$-Prüfdipol ausgeführt. In diesem Zusammenhang darf die Spannung des Prüfdipols um den angegebenen Wert schwanken.

Bei Empfangsantennen zeichnet man den Diagrammverlauf bis etwa 26 dB unter dem Maximalwert (Hauptkeule) auf. Das ist $1/20$ des Maximalwertes, kleinere Werte des Diagramms werden nicht genauer erfaßt. Für die Praxis genügt diese Genauigkeit.

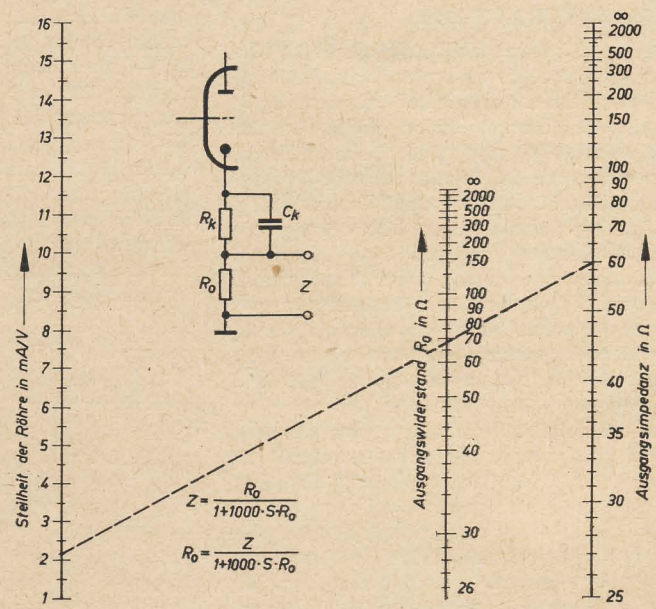
Nomogramm zur Bemessung von Anodenbasisstufen

Das nachfolgend beschriebene Nomogramm dient zur einfachen Bemessung von Anodenbasisstufen, die als Impedanzwandler benutzt werden. Die Anodenbasisstufe, oder auch Katodenfolgestufe, hat einen niederohmigen Ausgang und einen hochohmigen Eingang.

Beispiel:

Gegeben ist eine Schaltung mit einer ECC 82.

Gesucht ist die Größe des Widerstandes R_0, wenn die Ausgangsimpedanz 60 Ω betragen soll und die Steilheit der Röhre 2,2 mA/V beträgt.



Eine Gerade (gestrichelte Linie) wird vom Betrag der Steilheit zum Betrag der gewünschten Ausgangsimpedanz gelegt. Der Schnitt auf der R_0-Ordinate ergibt den gewünschten Wert, in diesem Fall 68 Ω.

Aus Electronics World, September 1963

TRANSFON – ein neues drahtloses Mikrofon

HAGEN JAKUBASCHK

Die nachfolgend beschriebene drahtlose Mikrofonanlage – von der PGH Funkmechanik Freiberg entwickelt und hergestellt – besteht aus einem kleinen volltransistorisierten Sender (Frequenzband 36,7 oder 37,1 MHz) mit Mikrofon und einem stationären, röhrenbestückten Spezialempfänger. Der Sender ist zum Anschluß eines hochwertigen dynamischen Mikrofons bestimmt und als kleines handliches Taschengerät ausgeführt. Das am Sender fest installierte Mikrofonkabel ist gleichzeitig Sendeantenne.

Verwendungszweck

Die Anlage ist vorzugsweise für den Bühnen- und Veranstaltungsdienst sowie für alle ähnlichen Übertragungsaufgaben bestimmt, bei denen ein Mikrofon ortsunabhängig und ohne Bindung an ein nachzuschleppendes Mikrofonkabel eingesetzt werden soll. Bisher mußte auf Importanlagen, wie z. B. das bekannte Telefunken-Mikroportgerät, zurückgegriffen werden.

Der netzgespeiste Empfänger wird in Nähe des Mikrofon-Arbeitsraumes – etwa am Bühnenrand oder in Bühnennähe – aufgestellt. Er gibt die NF-Modulation an die jeweils vorhandene Beschallungs- oder Tonaufnahmeanlage weiter. Der jeweilige Sprecher kann sich innerhalb eines größeren Raumes frei und ohne Behinderung durch Mikrofonkabel u. ä. bewegen. Außerhalb des Bühnenbetriebes ergeben sich für diese Anlage wertvolle Einsatzmöglichkeiten in Konferenzsälen als Publikumsmikrofon, für Diskussionsredner sowie als Referentenmikrofon in Hörsälen und ähnlichen Veranstaltungen. Die nachfolgende Gerätebeschreibung umreißt die wesentlichen Merkmale der TRANSFON-Anlage. Über ihre Leistungsfähigkeit gibt unser Testbericht Aufschluß.

Der TRANSFON-Sender

Bild 1 zeigt den als Taschengerät im Metallgehäuse ausgeführten volltransistorisierten Sender zusammen mit dem dynamischen Studiomikrofon DSM 61. Der Sender weist als einziges äußeres Bedienungsorgan den Batterieeinschalter auf. Der Abschirmmantel des Mikrofonkabels dient gleichzeitig zur Abstrahlung der Sendefrequenz, so daß eine besondere Sendeantenne entfällt. Der Sender wird unauffällig in der Jackentasche getragen, das Mikrofon kann entweder als Handmikrofon benutzt oder mit einem Umhängeriemen vor der Brust getragen werden.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Senders. Entsprechend den Vorschriften der Deutschen Post ist der Sender auf eine Frequenz – entweder 36,7 MHz oder 37,1 MHz – fest abgestimmt. Benutzt wird eine Frequenzmodulation mit maximal 75 kHz Hub. Die abgestrahlte Sendeleistung liegt bei etwa 50···70 μW. Zusammen mit dem TRANSFON-Spezialempfänger ergibt sich mit dieser Sendeleistung auch unter ungünstigen Ausbreitungsverhältnissen eine sichere Übertragung bis zu wenigstens 40···50 m Entfernung, unter günstigen Verhältnissen von 100 m und mehr.

Der Transistor T_1 arbeitet als freischwingender Oszillator auf der halben Sendefrequenz, sein Arbeitspunkt wird mit R_1 eingestellt. Der frequenzbestimmende Schwingkreis C_4, C_5, C_6 und L_1 ist sorgfältig temperaturkompensiert, während Temperatureinflüsse auf den Arbeitspunkt von T_1 durch die gleichstrommäßige Ankopplung des Modulatortransistors T_4 und dessen Temperaturgang bei richtigem Abgleich von R_1 nahezu völlig kompensiert werden. Die Zenerdiode D_1 stabilisiert die Speisespannung für T_1 und T_4. Durch diese Maßnahmen wird über einen weiten Temperaturbereich eine völlig ausreichende Frequenzkonstanz erzielt. T_1 wird

Bild 1: Ansicht des TRANSFON-Senders DMS 2 mit Studiomikrofon DSM 61

vom Modulatorteil T_4, T_5 an der Basis moduliert, wobei neben der erwünschten FM – durch Änderung der Basis-Kollektor-Kapazität von T_1 – eine AM-Modulation entsteht, die in den nachfolgenden HF-Stufen T_2 und T_3 vollständig unterdrückt wird, da diese Stufen Begrenzerwirkung haben. Die Gesamtschaltung des Senders konnte hierdurch relativ einfach gehalten werden. T_2 arbeitet als Frequenzverdoppler, der Kollektorkreis mit L_3 ist demzufolge auf die Sendefrequenz abgestimmt. T_3 arbeitet als Endstufe im Geradeausbetrieb. Alle HF-Stufen sind in Basisschaltung ausgeführt, wobei T_2 im Hinblick auf seine Funktion ohne Basisvorspannung betrieben wird. Über C_{11} und das zur Antennenanpassung und Oberwellenunterdrückung vorgesehene π-Filter L_6/C_{12} wird die HF auf den Mikrofonkabelmantel (Mikrofonanschlußhülse $Hü_1$) gegeben. Die Mikrofonpole sind zu diesem Zweck verdrosselt (Dr_2 und Dr_3). Der NF-Teil ist ohne Besonderheiten. C_{16} dient als HF-Kurzschluß zur Verhinderung hochfrequenter Verkopplungen in der kompakt aufgebauten Schaltung. R_{14} ist ein für Abgleichzwecke vorgesehener Hubregler. Als Batterie wird eine Kombination aus zweimal sechs Knopf-Akkuzellen je 1,2 V/50 mAh (VEB Grubenlampenwerk Zwickau) benutzt, die auswechselbar und wiederaufladbar ist. Die Gesamtstromaufnahme des Senders liegt bei etwa 15 mA, so daß sich je Batterieladung eine Betriebszeit von maximal sechs Stunden erreichen läßt. Die Entladecharakteristik der NK-Knopfzellen ist für diese Anwendung günstig, da über fast die gesamte Betriebszeit keine die Frequenz merklich ändernden Spannungsabweichungen auftreten, während gegen Entladeschluß die Betriebsspannung binnen weniger Minuten so weit absinkt, daß der Sender aussetzt. Dadurch ist eine zusätzliche Sicherheit gegen unzulässige Abstrahlung mit abweichender Frequenz gegeben.

Der NF-Übertragungsbereich des Senders umfaßt das gesamte NF-Band 30 Hz bis 15 kHz, so daß die Anlage auch für hochwertige Übertragungen zu Studiozwecken einsetzbar ist. Der Hersteller gibt für den hier beschriebenen TRANSFON-Sender

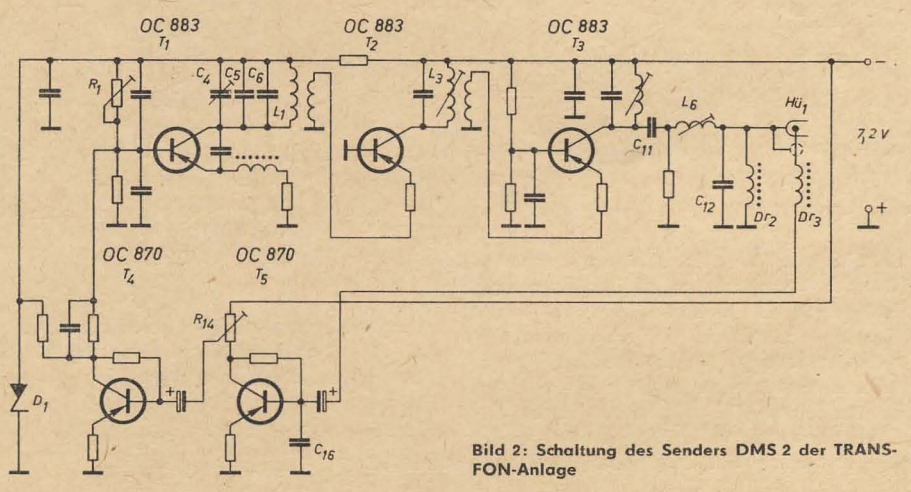


Bild 2: Schaltung des Senders DMS 2 der TRANSFON-Anlage

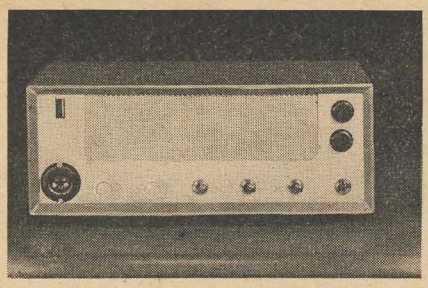


Bild 3: Ansicht des TRANSFON-Empfängers FE 220-10

filter und die mit einer ECC 85 bestückte additive Misch- und Oszillatorstufe. Der sich anschließende ZF-Verstärker ist vierstufig aufgebaut. Danach folgt ein symmetrischer Diskriminator. Mit insgesamt 14 Kreisen und der vierstufigen ZF-Verstärkung ergibt sich eine ausgezeichnete Trennschärfe und Empfindlichkeit des Empfängers. Eine sehr wirksame Begrenzung wird außer durch übliche Schaltungsmaßnahmen hier durch die Rückführung der Begrenzer-Richtspannung der letzten ZF-Stufe vom Gitter der EF 80 auf

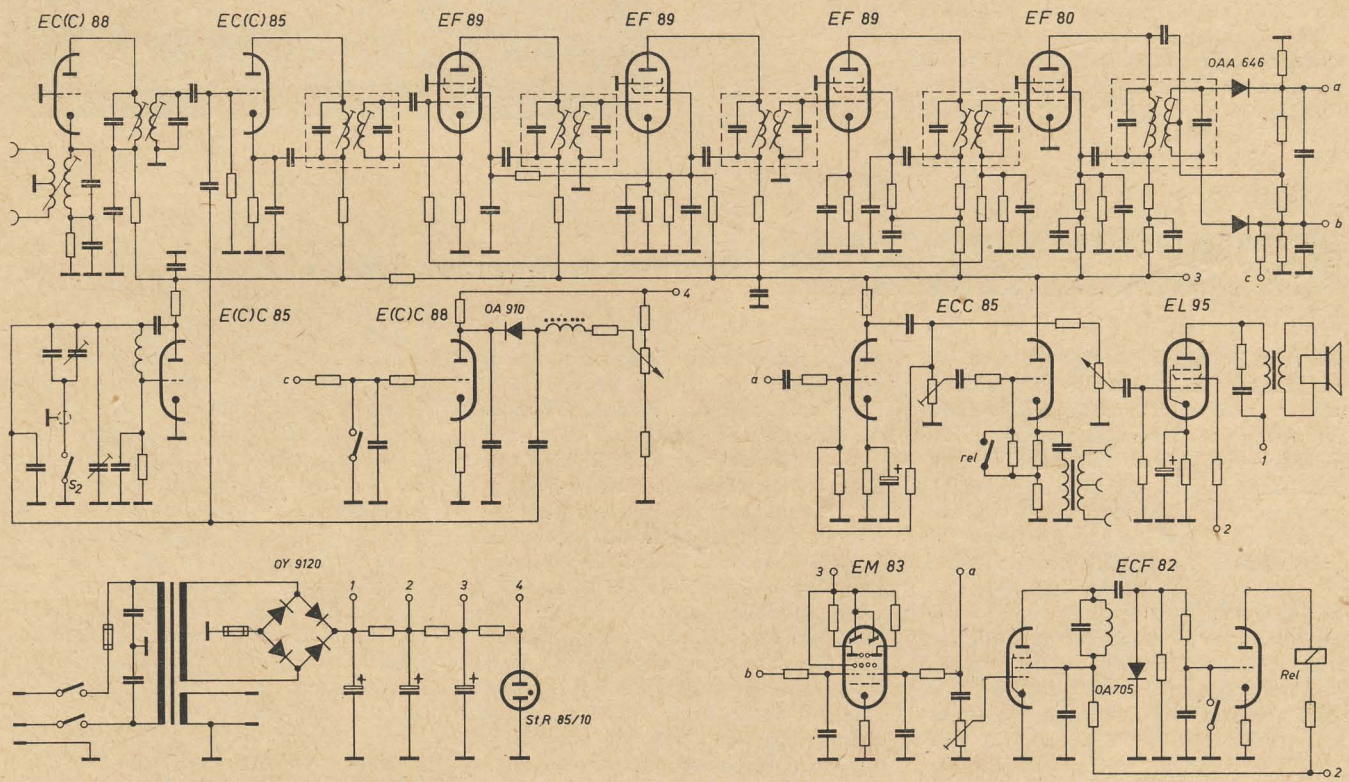


Bild 4: Schaltung des TRANSFON-Empfängers FE 220-10

DMS 2 noch die folgenden zusätzlichen Daten an:

Temperaturgang zwischen – 10° bis + 50 °C: max. 20 kHz
Frequenzschwankung bei Batteriespannungsänderung von ± 0,5 V: max. ± 50 kHz
Klirrfaktoren bei 75 kHz Hub:
5 kHz ≙ 0,7%, 2,4 kHz ≙ 0,7%,
800 Hz ≙ 0,75%, 160 Hz ≙ 0,8%
HF-Antennenspannung: 0,4···0,6 V

Der Sender ist in gedruckter Schaltungstechnik aufgebaut.

Der Empfänger

Der Empfänger ist in Einschubbauweise mit kompaktem Metallgehäuse ausgeführt (Bild 3). Bild 4 zeigt die Gesamtschaltung des Empfängers. Der Antenneneingang ist symmetrisch für 240 Ω ausgelegt. Als Antenne wird im allgemeinen ein einfacher Halbwellendipol benutzt. Ein System einer ECC 88 arbeitet als Gitterbasiseingang, das zweite System dieser Röhre dient als Regelverstärker für die – mit Kapazitätsdiode OA 910 erfolgende – automatische Frequenznachstimmung. Der Gitterbasisstufe folgt ein Eingangsband-

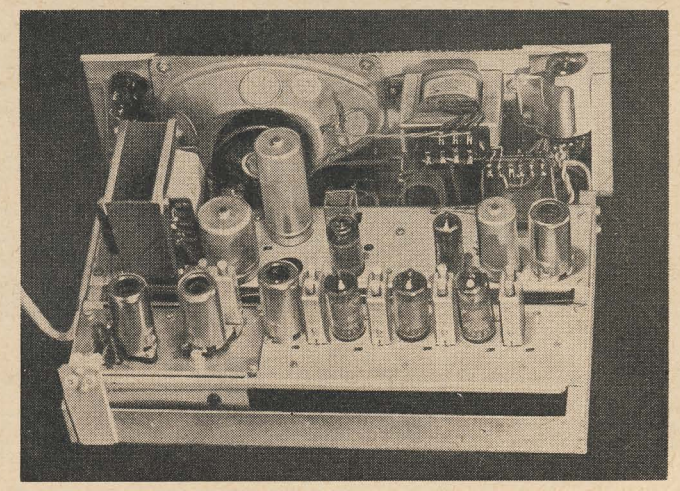
das Gitter der ersten ZF-Stufe erreicht. Der in kapazitiver Dreipunktschaltung arbeitende und sorgfältig temperaturstabilisierte Oszillator ist gegen Speisespannungsschwankungen relativ unempfindlich. Geringe hier auftretende Frequenzverwerfungen werden durch die stabilisierte Frequenznachlaufstufe ausgeregelt.
Der Oszillator ist umschaltbar für die beiden vorgesehenen Frequenzen 36,7 MHz und 37,1 MHz. Die Umschaltung erfolgt mit S_2 durch Anschaltung zusätzlicher Kapazität im Oszillatorschwingkreis. Dadurch können mit einem Empfänger zwei TRANSFON-Sender wechselseitig empfangen werden, die auf diesen Frequenzen zugleich in Betrieb sind. Für die mit S_2 gewählte Frequenz ist eine Feinabstimmung möglich, mit der geringfügige Frequenzabweichungen der Sender ausgleichbar sind. Für den gleichen Zweck ist ein automatischer Frequenznachlauf vorgesehen. Hierzu wird die Diskriminator-Richtspannung am Punkt c abgenommen und der Regelröhre ECC 88 zugeführt. Die Anodenspannung der ECC 88 wirkt als veränderliche Sperrspannung für die Kapazitätsdiode OA 910, deren Kapa-

einer für hinreichend rauschfreien Empfang erforderlichen Entfernung befindet. Zu diesem Zweck wird als Kriterium unmittelbar der Rauschanteil der am Diskriminator bei Punkt a abgegriffenen NF-Spannung benutzt. Die NF-Spannung wird im Pentodenteil der ECF 82 selektiv verstärkt, wobei die Gitterkombination für eine Unterdrückung der NF-Anteile unterhalb einiger kHz sorgt. Im Anodenkreis der ECF-82-Pentode liegt ein Schwingkreis, der auf eine Frequenz am oberen Ende des NF-Bereiches abgestimmt ist. Bei normaler NF-Modulation sind die Amplituden dieser Frequenzanteile relativ gering, während sie im Rauschen mit wesentlich höherer Amplitude auftreten. Am Resonanzkreis tritt daher nur bei vorhandenem Rauschen eine merkliche NF-Spannung auf. Sie wird mit einer Diode OA 705 gleichgerichtet. Die Richtspannung steuert die nachfolgende ECF-82-Triode, wobei ein im Anodenkreis liegendes Relais anzieht und den NF-Ausgang des Empfängers kurzschließt.
Der NF-Teil enthält eine ECC 85, deren erstes System als NF-Vorverstärker arbeitet, während das zweite System als Katodenstufe geschaltet ist. Der Katoden-

stufe folgt der NF-Ausgangsübertrager, der die NF-Spannung mit konstantem Pegel von + 6 dB ≙ 1,55 V symmetrisch erdfrei an 200 Ω abgibt. Von diesem Ausgang erfolgt der Anschluß auf die jeweils nachfolgende Übertragungs- oder Aufzeichnungsanlage. Zusätzlich ist im Empfänger noch eine unabhängige regelbare Abhörendstufe mit eingebautem Lautsprecher vorhanden, die zur Empfangskontrolle dient.

Bild 5 zeigt den Aufbau des Empfängers. Nach Herstellerangaben ist der Empfänger ebenso wie der Sender für eine hinsichtlich Frequenzgang und Klirrfaktor auch Studioansprüchen genügende NF-Übertragungsqualität ausgelegt. Die Eingangsempfindlichkeit für eine praktisch rauschfreie Übertragung liegt unter 1 μV.

Bild 5: Aufbau des TRANSFON-Empfängers FE 220-10



Wir lernten kennen: Drahtloses Mikrofon TRANSFON

Die uns übergebene Anlage arbeitete auf der Frequenz 37,1 MHz. Die Anlage wurde während einer mehrwöchigen Betriebserprobung im Rahmen des normalen Betriebsablaufes eines mittleren Theaterbetriebes getestet. Eine Kontrolle der angegebenen Betriebswerte wurde stichprobenartig durchgeführt, und es ergaben sich teilweise beträchtlich bessere Werte, als vom Hersteller angegeben.

Für den Anwender sind in erster Linie gehörmäßige Übertragungsqualität und praktische Bewährung von Interesse. Die Übertragungsqualität ließ selbst bei den relativ scharfen Anforderungen des Theaterbetriebes (Musik- und Gesangsübertragung!) keine Wünsche offen. Bei den von der laufenden Vorstellung im Tonstudio des Theaters mitgeschnittenen Bandaufnahmen konnte kein gehörmäßiger Unterschied festgestellt werden, ob sie über die TRANSFON-Anlage oder über direkten Kabelanschluß an die Studioanlage aufgenommen waren.

Reichweitenversuche ergaben bei direkter Sicht im Freien eine rauschfreie sichere Verbindung bis zu 120 m und mehr. Die Rauschsperre war so eingestellt, daß sie bereits bei minimalem, noch nicht störendem Rauschen ansprach und arbeitete stets zuverlässig. Gerade diese Hilfseinrichtung ist für drahtlose Mikrofone außerordentlich wertvoll. Innerhalb von Gebäuden konnte eine sichere Verbindung stets über mindestens 40 m Entfernung, meist wesentlich mehr, erreicht werden. Ein Theaterbetrieb ist wegen seiner ausgedehnten Eisenkonstruktionen im Bühnenhaus besonders ungünstig. Trotzdem konnten von allen Orten der Bühne, Seiten- und Hinterbühne, dem gesamten Saal und Foyer stets zuverlässige Verbindungen ohne Rauscheinbrüche erzielt werden. Der TRANSFON-Sender bewährte sich außer für Solistenaufnahmen im Vorstellungsbetrieb auch als Kommandogerät für den Regisseur bei der Probenarbeit. Eine Aufstellung von Antenne und Empfänger in Bühnennähe war wegen der völlig ausreichenden Senderleistung nicht erforderlich.

Die Betriebszeit des Senders erwies sich als völlig ausreichend. Es sei jedoch angeregt, zum Sender grundsätzlich eine zweite Batterie mitzuliefern, damit bei längerdauernden Einsätzen ein Batteriewechsel erfolgen kann. Die jeweils nichtbenutzte Batterie kann dann in der Zwischenzeit geladen werden. Ein einfaches Ladegerät für diese spezielle Batterieform sollte übrigens auch zum Zubehör gehören!

Beim Sender muß – falls maximale Reichweite benötigt wird – lediglich darauf geachtet werden, daß das Mikrofonkabel einigermaßen „ausgedehnt" verläuft, um genügend HF-Leistung abzustrahlen.

Einige Wünsche läßt der Sender noch offen. Zunächst konnte die Betriebserprobung nicht planmäßig beendet werden, weil – offenbar durch Exemplarfehler bedingt, Ursache vermutlich kalte Lötstelle – der Sender nach einiger Zeit gehäusedruckabhängige Frequenzverwerfungen zeigte, die den Nachstimmbereich des Empfängers überschritten. Außerdem machte sich nach einigen Ladungen ein starkes Nachlassen der Batteriekapazität bemerkbar. Eine getrennte Messung beider parallelgeschalteter Knopfzellensäulen zeigte unterschiedliche Werte. Da die Parallelschaltung von zwei Säulen zu je sechs Zellen auch nicht der Batterie-Hersteller-Vorschrift entspricht, könnte sich dieser Fehler möglicherweise auch bei anderen Exemplaren einstellen. Hier wäre zu überlegen, ob nicht durch eine geringfügige Vergrößerung des Sendergehäuses eine zuverlässigere Batterie-Lösung gefunden werden kann, zumal die jetzige „Lösung" platzmäßig so knapp ist, daß die Batteriehalterung problematisch wird. Beim Testgerät kam es hier zu Kontaktstörungen. Unbefriedigend gelöst sind die Hubregelung und der Einschalter. Letzterer rastet zu weich, so daß keine Sicherheit gegen unbeabsichtigtes Einschalten gegeben ist. Die optische Schalterkontrolle reicht hier keinesfalls aus.

Die NF-Empfindlichkeit des Senders bei voll aufgedrehtem Hubregler war beim Testgerät weit größer als notwendig. Andererseits nützt der Hubregler nichts, wenn er nur als Abgleichregler vorhanden ist und der Sender von verschiedenen Sprechern benutzt wird. So mußte bei der Erprobung je nach vorgesehener Anwendung der Hubregler verstellt werden, weil sonst entweder zu geringer Hub und empfängerseitig nicht ausreichender Fremdspannungsabstand oder senderseitige Übersteuerungen mit Abreißen der HF-Ausstrahlung und Flattern des Rauschsperren-Relais auftraten. Als günstigste Lösung wurde von verschiedenen Testpersonen vorgeschlagen, den Einschalter mit einer in zwei oder drei Schaltstufen unterteilten Hubregelung deutlich rastend zu kombinieren (Aus – Leise – Mittel – Laut).

Der Empfänger wies zwei Mängel auf, die möglicherweise exemplarbedingt waren. Die Rauschsperre schaltete nicht nur den NF-Ausgang, sondern auch den Kontrollautsprecher ab. Bei Rauscheinbrüchen sollte aber nur der NF-Ausgang stillgelegt, der Kontrollautsprecher jedoch weiterhin in Betrieb sein, um die Empfangslage weiter verfolgen zu können. Außerdem wird für den NF-Ausgangsübertrager eine kleinere, Mumetallgeschirmte Ausführung zweckmäßiger sein. Der im Testgerät vorhandene, ungeschirmte Übertrager mußte stillgelegt werden, da er vom benachbarten Netztrafo einen beträchtlichen 50-Hz-Brumm aufnahm und trotz vorschriftsmäßigem Ausgangsabschluß eine Resonanzspitze aufwies.

Abgesehen von diesen kleinen, leicht abstellbaren Mängeln kann die TRANSFON-Anlage jedoch als insgesamt hervorragend bezeichnet werden. Die Übertragungsgüte und die HF-Leistungsfähigkeit waren sehr gut. Einen Leistungsvergleich mit der bekannten Telefunken-Mikroport-Anlage konnte die TRANSFON-Anlage zu ihren Gunsten entscheiden.

Moderne Hi-Fi-Lautsprecher – eine Übersicht

ERNST BOTTKE

Das schwächste Glied in der Übertragungskette zwischen dem Konzertsaal und dem Ohr des örtlich oder zeitlich entfernten Zuhörers ist immer noch der Lautsprecher. Die nun schon mehrere Jahrzehnte währenden und noch fortdauernden Bemühungen eines Heeres von Elektroakustikern, deren objektive Erfolge in vielen Fällen umstritten waren, zeigen die Schwierigkeit des zu lösenden Problems. Dennoch bestätigt uns der subjektive Eindruck, den wir beim Anhören von Musik über eine moderne Hi-Fi-Stereoanlage haben, daß gewaltige Fortschritte erzielt worden sind.

Ein schwieriges Teilproblem der elektroakustischen Wiedergabe in Wohnräumen war im Rahmen dieser Bemühungen stets die wirkungsvolle Abstrahlung der tiefen Töne des Hörbereichs. Dabei kommt es im wesentlichen darauf an, den Druckausgleich zwischen der Vorder- und Rückseite der hin- und herschwingenden Lautsprechermembran zu verhindern. Technisch-physikalisch ist das zweifellos durch Riesenschallwände oder Exponentialtrichter, die die Größe eines Kleiderschrankes haben, zu lösen. Aber wer kann derartige Gebilde in einer modernen Wohnung unterbringen?

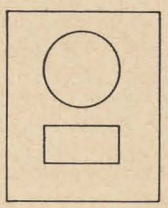


Bild 1: Frontskizze eines Baßreflexgehäuses

Annehmbarer, sofern eine auch architektonisch ansprechende Form gefunden wurde, war schon das 1935 von dem Amerikaner Jensen vorgeschlagene Baßreflexgehäuse. Im Bild 1 ist der prinzipielle Aufbau dargestellt. Ein vollkommen geschlossener Kasten enthält auf der Vorderseite außer der runden Öffnung für das Lautsprechersystem noch einen meist rechteckigen Ausschnitt. Das Ganze ist nichts anderes als ein Helmholtzscher Resonator, dessen Resonanzfrequenz die Akustiker berechnen, indem sie die vom Kasten umschlossene Luftmenge einer gleichwertigen Kapazität und die in der Öffnung hin- und herschwingende Luftmasse einer äquivalenten Induktivität gleichsetzen. Als ohmsche Widerstände in diesem elektrischen Analogon sind die (Reibungs-)Verluste in den Schallschluckstoffen anzusehen, mit denen der Kasten auszufüllen ist, sowie die Nutzstrahlung. Bei einem richtig dimensionierten Baßreflexgehäuse ist die Gehäuseresonanz gleich der Resonanzfrequenz des Lautsprechersystems.

Diese beiden schwingfähigen Gebilde stellen ein „Bandfilter" dar und erhöhen den Wirkungsgrad der Tiefenabstrahlung in einem breiten Bereich, dessen untere Grenze tiefer liegt als die Resonanzfrequenz des Lautsprechersystems. Das ist ihr Hauptvorteil. Daß die richtige Dimensionierung und Fertigung schwierig ist, dürfte verständlich sein. Nicht jeder wird jedoch wissen, daß Lautsprechersysteme altern. Die Zentrierspinne und auch die Randaufhängung der Membran werden im Laufe der Benutzung geschmeidiger. Die Resonanzfrequenz der Membran kann dadurch um 30 Prozent sinken! Die noch so sorgfältige Berechnung und Dimensionierung des Baßreflexgehäuses stimmt dann nicht mehr, und die Baßwiedergabe zeigt ebenso wie ein von vornherein falsch dimensioniertes Gehäuse schwach gedämpfte Einzelresonanzen (Bums) [1]. Normale Lautsprechersysteme in richtig dimensionierten Baßreflexgehäusen zeigen ferner – das ist ein weiterer Nachteil – unterhalb des erweiterten Resonanzbereiches einen außerordentlich starken Anstieg des Klirrfaktors [2]. Das liegt wohl daran, daß unterhalb der Resonanzfrequenz über die rechteckige Öffnung wieder ein akustischer Kurzschluß zustande kommt. Auf Grund experimenteller Untersuchungen in den Laboratorien der Münchener Firma Rohde und Schwarz kam bereits 1949 Bürck zu der Feststellung, daß „die Wirkung der Baßreflexgehäuse leider keineswegs der Propaganda entspricht, die dafür gemacht wird" [3].

An der zitierten Stelle wies Bürck ferner auf die besonderen Vorteile des vollkommen geschlossenen Kastengehäuses hin, dessen Innenraum stark gedämpft ist. Eine derartige Anordnung gibt die Tiefen sehr gleichmäßig und ausgeglichen wieder. Nachteilig ist, daß die Hälfte der vom Lautsprechersystem erzeugten Schallenergie verloren geht. Das ist aus prinzipiellen Gründen nicht zu vermeiden, bei den heute zur Verfügung stehenden Verstärkerleistungen und guten Lautsprechermagneten jedoch nicht mehr tragisch zu nehmen. Bürck schlug damals Lautsprechergehäuse von 500 Liter Rauminhalt vor, um durch die zusätzliche Rückstellkraft der im Gehäuse eingeschlossenen Luft die Resonanzfrequenz des ganzen Systems nicht allzu stark zu erhöhen. Derartig große „Abhörschränke" können aber nur in Tonstudios, nicht in Wohnräumen, verwendet werden.

Erst neuere Konstruktionen ermöglichen eine gute Baßwiedergabe bei Gehäusen mit 40 Litern Rauminhalt und weniger. Ihnen liegen folgende Überlegungen zugrunde: Auch unter günstigsten Abstrahlbedingungen (z. B. in unendlicher Schallwand oder einem geschlossenen Kastengehäuse) reicht der Wiedergabebereich einer Lautsprecheranordnung bei tiefen Frequenzen höchstens bis eine halbe Oktave unter die Resonanzfrequenz des schwingenden Gebildes. Bei einem geschlossenen Kastengehäuse wirken die mechanischen Rückstellkräfte von Membran und Luftvolumen in gleichem Sinne zusammen. Wenn die Rückstrahlkraft der Membran (d. h. ihre Freiluftteigenresonanz) stark vermindert wird, kann im selben Maße die Rückstellkraft des eingeschlossenen Luftvolumens erhöht, d. h., der Rauminhalt des Gehäuses verkleinert werden. Steht, wie meistens, für die Abstrahlung der Mittel- und Höhenlagen ein zweites Lautsprechersystem zur Verfügung, so ist es auch zulässig, die Resonanzfrequenz durch Vergrößern der Masse von Membran und Schwingspule weiter herabzusetzen. So werden neuerdings für den Einbau in geschlossene Boxen Lautsprechersysteme gebaut, deren Eigenresonanz in freier Luft bei 25 bis 18 Hz liegt!

Die zulässige und in diesem Falle sogar wünschenswerte Erhöhung der Membranmasse erlaubt die Verwendung sehr weichen, filzigen Membranmaterials mit großen, inneren Dämpfungsverlusten [4], so daß die Membran fast bis zur Überlappungsfrequenz (mit dem Wiedergabebereich des Mittel- und Hochtonsystems) als Kolben schwingt. Zu Partialschwingungen, die zur Bündelung der Strahlungsenergie bereits bei mittleren Tönen (250···500 Hz) führen würden, kommt es durch die Dämpfungsverluste im Papier nicht.

Die zulässige Vergrößerung der Schwingspulenmasse nutzen die Lautsprecherkonstrukteure sinnvoll aus, indem sie die Windungsbreite der Spule einige Millimeter größer machen als die Breite des Magnetspaltes. Die Spule kann so mit großer Amplitude schwingen, ohne daß die Wicklungskanten das homogene Magnetfeld verlassen. Die Linearität zwischen Sprechspulenstrom und Antriebskraft bleibt auch bei großer Auslenkung, die bei einigen neueren Lautsprechersystemen bis zu 10 mm Spitze–Spitze betragen darf, bestehen. Das ist nicht nur für die verzerrungsarme Wiedergabe der Tiefen wichtig, sondern ermöglicht es auch, den Schalldruckabfall unterhalb der resultierenden Resonanzfrequenz in gewissen Grenzen durch elektrische Anhebung im Verstärker im Bereich 0,5 bis 1 Oktave zu entzerren.

Der Verfasser erinnert sich, daß schon Ende der dreißiger Jahre versucht worden ist, „Schallkanonen" (Lautsprecher mit kleinem Durchmesser, die mit großer Amplitude schwingen) zu bauen. Sie arbeiteten in einer großen Schallwand. Es war damals nicht möglich, die Rückstellkraft von Membranaufhängung und Zentrierung hinreichend linear zu gestalten. Hierauf wurde auch neuerdings wieder hingewiesen [5]. Nehmen wir jedoch ein Lautsprechersystem mit sehr tiefer Freiluftresonanz und setzen es in einen verhältnismäßig kleinen Kasten, der etwa die resultierende Eigenresonanzfrequenz auf das Doppelte

oder noch mehr erhöht, so übernimmt im wesentlichen die im Gehäuse eingeschlossene Luft die Rolle einer ideal linearen Rückstellkraft.

Dies mag z. B. bei Gehäusekonstruktionen der dänischen Firma Bang u. Olufsen sowie der westdeutschen Firma Heco, die auf der Hannoverschen Messe 1964 vorgeführt wurden, bewußt ausgenutzt worden sein. Die gezeigten Lautsprecherboxen hatten kaum DIN-A-4-Format (6 bis 10 l Rauminhalt). Die Membranresonanz der Lautsprechersysteme von zehn Zentimeter Durchmesser lag, in freier Luft gemessen, zwischen 15 und 20 Hz. Die resultierende Eigenresonanz des schwingenden Luft-Membransystems kam schätzungsweise auf 100 Hz. Der weitere Abfall nach den Tiefen zu von etwa 6 dB je Oktave wurde offenbar elektrisch entzerrt. Die Baßwiedergabe dieser „Kästchen" war so

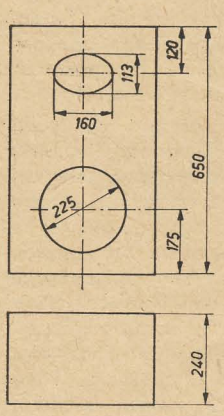


Bild 2: Maßskizze einer akustischen Box mit 40 Litern Rauminhalt

gut, daß – wie es in einem Messebericht heißt [6] – die „braven Messeaussteller der Gaukelei verdächtigt wurden". Die Besucher vermuteten wohl den großen Baßlautsprecher hinter der „Gardine".

Ein etwas größerer Kasten, wie er von der Firma Standard Elektrik Lorenz propagiert wird [7], ist im Bild 2 skizziert. Er hat einen Rauminhalt von 40 Litern. Das Tieftonsystem mit 24,5 cm Durchmesser besitzt eine Eigenresonanz von 25 Hz und arbeitet über eine elektrische Weiche mit einem

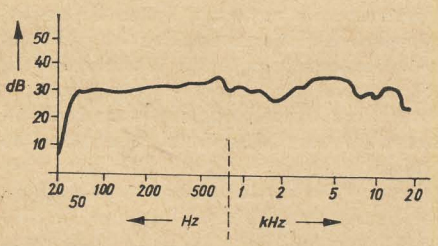


Bild 3: Schalldruckkurve einer SEL-Lautsprecherkombination in einem 40-Liter-Gehäuse

ovalen Mittel- und Hochtonlautsprecher zusammen. Eine Abdeckhaube schützt es gegen die Druckwellen des Tieftonchassis. Für die Gehäusewände werden 20 mm starke Sperrholzplatten empfohlen, die luftdicht verleimt werden müssen. Zur Unterdrückung von Hohlraumresonanzen ist das Gehäuse lose mit Glas- oder Steinwolle gefüllt. Im Bild 3 ist die Frequenzkurve dieser Kombination wiedergegeben. Der Frequenzbereich, der 10 dB Abfall bei den Nenngrenzfrequenzen zuläßt, reicht von 40 Hz bis 20 kHz.

Es kann kein Zweifel daran bestehen, daß der geschlossene Lautsprecherkasten das Problem einer befriedigenden Baßwiedergabe in Wohnräumen bei vertretbaren Gehäuseabmessungen gut löst. Dies ist vor allem für die Einführung der Stereotechnik wichtig. Einige Autoren vertreten zwar den Standpunkt, daß „manche tiefen Klänge" von derart kleinen Gehäusen „nicht mit der originalen Wucht wiedergegeben werden, weil das Gehäusevolumen fehlt" [8]. Aber was soll schon die „Wucht" von Baßorgelpfeifen in modernen Wohnräumen, die selbst häufig klein gegen die Wellenlänge der tiefsten Töne sind? Es ist von vornherein unmöglich, den Konzertsaal physikalisch in den Wohnraum zu projizieren. Letztlich – und das sollte nicht vergessen werden – wirkt auf uns nicht der Schalldruck, sondern die Musik! Keine Reproduktion kann das Original ersetzen!

Literatur

[1] Westerveen, G.: Lautsprechergehäuse. Philips Elektroakustik, 1957, H. 22

[2] Schmacks, W.: Lautsprecher-Verzerrungen und Lautsprecher-Einbau. radio mentor 24 (1958), H. 6

[3] Bürck: Über die Wirkung spezieller Lautsprechergehäuse. radio mentor 15 (1949), H. 9

[4] Eckmiller, H.: Breitbandlautsprecher. radio mentor 9 (1943), H. 9/10

[5] Unger: Die nichtlinearen Verzerrungen im Bereich der Eigenresonanz direktstrahlender elektrodynamischer Lautsprecher. Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 72 (1963), H. 2

[6] Kühne, F.: Messebericht. Neue Ela-Technik in Hannover. Funkschau 36 (1964), H. 12

[7] Radke: Lautsprecher und Lautsprecherkombinationen. Funktechnik 18 (1963), H. 20

[8] Wencel, W.: Eine Lautsprecherkombination mit Studioqualität. Funktechnik 17 (1962), H. 21

Ein stabiler Breitbandverstärker

R. GÄRTNER

Der folgende Beitrag zeigt, daß man auch mit Legierungstransistoren vom Typ GF 105 Verstärkerschaltungen aufbauen kann, mit denen trotz einfachsten Aufbaus 1 MHz Bandbreite und hohe Stabilität zu erzielen sind. Die Berechnungen des Verstärkungsfaktors und der Grenzfrequenz werden aus dem Ersatzschaltbild von Giacoletto abgeleitet [1].

Prinzipschaltung

Die Prinzipschaltung des Verstärkers zeigt Bild 1. Er besteht aus zwei Emitterstufen T_1, T_2 und einer Kollektorstufe T_3. Die Ausgangsspannung wird über den Gegenkopplungswiderstand R_{gk} zum Emitter des ersten Transistors T_1 zurückgeführt. Für Wechselspannungen wirkt der Gegenkopplungsspannungsteiler R_{gk}/R_e, für Gleichspannungen $R_{gk}/(R_e + R_z)$. Durch die Überbrückung des Widerstandes R_z mit dem Kondensator C_z kann man den Gegenkopplungsfaktor für Gleichspannung sehr hoch wählen, ohne die Verstärkung für Wechselspannungen zu beeinflussen. Es ist möglich, R_z annähernd so groß wie R_{gk} zu wählen. Damit erreicht man mit dieser Schaltung Gegenkopplungsfaktoren für Gleichspannungen von > 500. Der Verstärker ist somit sehr unempfindlich gegen Temperatureinflüsse, Transistorwechsel und Langzeitänderungen der Parameter und der Bauelemente. Voraussetzung dafür ist jedoch, daß die einzelnen Stufen direkt gekoppelt sind. Dadurch ergibt sich eine Schwierigkeit bei der Dimensionierung der zweiten Stufe T_2, denn der Emitter dieser Stufe muß auf annähernd dem Kollektorpotential der ersten Stufe liegen. Ein Widerstand in der Emitterzuleitung von T_2 stabilisiert zwar den Transistor T_2, die Schleifenverstärkung des Gesamtverstärkers sinkt jedoch beträchtlich ab. Die beste Lösung stellt deshalb eine Zenerdiode dar, deren dynamischer Innenwiderstand sehr klein ist.

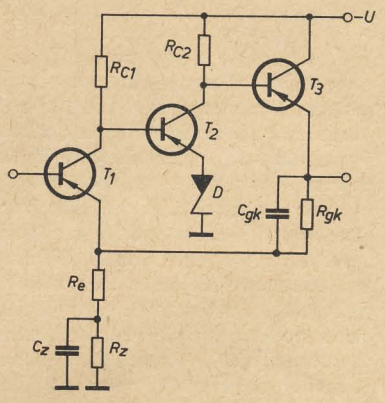


Bild 1: Prinzipschaltbild des Verstärkers

Ersatzschaltung

Um die Verstärkungsfaktoren und die Grenzfrequenzen zu berechnen, ist es erforderlich, aus dem Prinzipschaltbild ein Ersatzschaltbild aufzustellen. Hierzu sei zunächst vereinfachend angenommen, daß der Eingangsleitwert der Kollektorstufe T_3

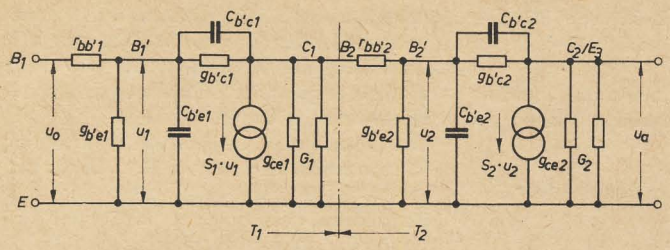


Bild 2: Ersatzschaltbild des zweistufigen Verstärkers (die Kollektorstufe T_3 ist vernachlässigt)

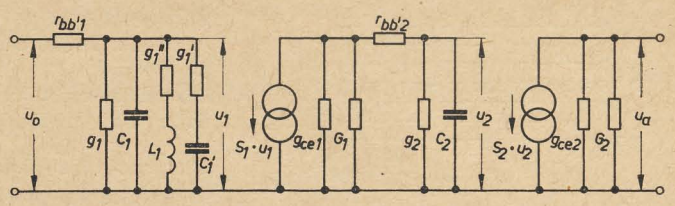


Bild 3: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Verstärkers; Wirkung der Rückwirkungsadmittanzen sind parallel zu den Eingangsadmittanzen umgerechnet

klein gegen den Ausgangsleitwert von T_2 ist und daß der Verstärkungsfaktor von T_3 annähernd gleich 1 ist. Jetzt kann man T_3 ganz vernachlässigen, und es genügt, das Ersatzschaltbild eines zweistufigen Verstärkers aufzustellen (Bild 2).

Die Rückwirkungsadmittanzen $Y_{b'c} = g_{b'c} + j\omega C_{b'c}$ erschweren die Berechnung beträchtlich. Günstiger ist es, die Wirkung dieser Admittanzen zwischen dem inneren Basisanschluß B' und dem Emitter E zu berechnen und die Eingangsadmittanzen $Y_{b'e} = g_{b'e} + j\omega C_{b'e}$ durch andere zu ersetzen.

Über eine entsprechende Zwischenrechnung gelangt man so zum Ersatzschaltbild Bild 3 [2], aus dem der Verstärkungsfaktor berechnet werden kann. Mit den Parametern des Transistors GF 105 bei $I_c = 1$ mA:

$$\begin{aligned} r_{bb'} &< 350 \\ g_{b'e} &\approx 1\ \text{mS} \\ g_{b'c} &< 5\ \mu\text{S} \\ g_{ce} &< 250\ \mu\text{S} \\ C_{b'e} &< 250\ \text{pF} \\ C_{b'c} &< 14\ \text{pF} \end{aligned}$$

und den gewählten Kollektorwiderständen $R_{c1} = 15\ \text{k}\Omega$, $R_{c2} = 13\ \text{k}\Omega$ erhält man für die Elemente der Ersatzschaltung

$$g_2 = g_{b'e2} + \frac{S \cdot g_{b'e2}}{G_2 + g_{ce2}} = 1{,}47\ \text{mS}$$

$$C_2 = C_{b'e2} + \frac{S_2 \cdot C_{b'c2}}{G_2 + g_{ce2}} = 1550\ \text{pF}$$

$$g_1 = g_{b'e1} + \frac{S_1 \cdot g_{b'c1} \cdot r_{bb'2}}{1 + r_{bb'2}(G_1 + g_{ce1})} = 1{,}05\ \text{mS}$$

$$C_1 = C_{b'e1} + \frac{S_1 \cdot C_{b'c1} \cdot r_{bb'2}}{1 + r_{bb'2}(G_1 + g_{ce1})} = 380\ \text{pF}$$

$$g_1' = \frac{S_1 \cdot C_{b'c1}}{C_2}\,[1 + r_{bb'2}(g_{ce1} + G_1)]^{-2} = 0{,}22\ \text{mS}$$

$$C_1' = S_1 \cdot C_{b'1} \frac{[1 + r_{bb'2}(g_{ce1} + G_1)]^{-1}}{g_2 + (1 + g_2 \cdot r_{bb'2})(g_{ce1} + G_1)} = 200\ \text{pF}$$

$$g_1'' = \frac{S_1 \cdot g_{b'c1}}{[1 + r_{bb'2}(g_{ce1} + G_1)]\,[g_2 + (1 + g_2 \cdot r_{bb'2})(g_{ce1} + G_1)]} = 70\ \mu\text{S}$$

$$L_1 = \frac{C_2}{S_1 \cdot g_{b'c1}}\,[1 + r_{bb'2}(g_{ce1} + G_1)]^{-2} = 13\ \text{mH}$$

Verstärkungsfaktor

Zunächst interessiert der Verstärkungsfaktor bei mittleren Frequenzen. Dazu vernachlässigt man alle Blindwiderstände und berücksichtigt nur die Wirkungen der ohmschen Widerstände und der Stromquellen:

$$V_0 = \frac{u_a}{u_0} = \frac{S^2}{(g_{ce2} + G_2)(1 + r_{bb'1} \cdot g_1)[g_2 + (1 + r_{bb'2} \cdot g_2)(g_{ce1} + G_1)]} = 1200$$

In diese Beziehung wurden die oben angegebenen HF-Parameter des Transistors eingesetzt. Dabei muß man berücksichtigen, daß diese Parameter die vom Hersteller gerade noch garantierten Höchstwerte darstellen. In der Praxis werden diese Höchstwerte, vor allem alle gleichzeitig, bei einem Transistor kaum auftreten. Man kann also mit Verstärkungsfaktoren rechnen, die den berechneten Wert von 1200 übersteigen. Bei zehn Verstärkern dieser Art wurden z. B. Verstärkungsfaktoren von 3000 · · · 6000 gemessen. Es ist jedoch stets von Vorteil, wenn eine Berechnung noch gewisse Sicherheiten beinhaltet.

Nimmt man an, daß der Gegenkopplungsfaktor mindestens 10 betragen soll, so kann die Gesamtverstärkung des gegengekoppelten Verstärkers > 100 betragen. Der gewünschte Wert der Gesamtverstärkung kann durch Wahl der Gegenkopplungswiderstände R_{gk} und R_e zwischen 10 und 100 beliebig eingestellt werden. Im vorliegenden Fall war ein Verstärkungsfaktor mit Gegenkopplung von 60 erforderlich. Die Widerstände wurden mit $R_{gk} = 4{,}7\ \text{k}\Omega$ und $R_e = 68\ \Omega$ festgesetzt. Damit beträgt der Gegenkopplungsfaktor $1/g = V_0/V_0' \geqq 20$. Für Gleichspannung wird der Zusatzwiderstand R_z wirksam, der mit 1,6 kΩ gewählt wurde. Damit steigt 1/g für Gleichspannung auf $\geqq 300$ an.

Grenzfrequenzen

Bei der Berechnung von Transistorverstärkern muß man die mit erheblichen Toleranzen behafteten Parameter einsetzen. Es handelt sich also meist nur um Näherungsberechnungen, deren Ergebnisse einen groben Überblick über die praktisch zu erwartenden Meßwerte geben. Deshalb ist es durchaus gerechtfertigt, die Wirkungen von g_1', C_1', g_1'' und L_1 gegen g_1 und C_1 im Ersatzschaltbild zu vernachlässigen. Damit erhält man ein vereinfachtes HF-Ersatzschaltbild nach Bild 4, in dem die Frequenzabhängigkeit des Verstärkungsfaktors durch die Wirkung zweier RC-Glieder dargestellt wird. Für die einzelnen Elemente gelten folgende Beziehungen:

$$R_{21} = \frac{r_{bb'1}}{1 + r_{bb'1} \cdot g_1} = 0{,}25\ \text{k}\Omega$$

$$R_{22} = \frac{1 + r_{bb'2}(g_{ce1} + G_1)}{g_2\,[1 + r_{bb'2}(g_{ce1} + G_1)] + g_{ce1} + G_1} = 0{,}57\ \text{k}\Omega$$

$$C_{21} = C_1 = 380\ \text{pF}$$

$$C_{22} = C_2 = 1550\ \text{pF}$$

Die Zeitkonstanten $\tau_{24} = R_{21} \cdot C_{21}$ bzw. $\tau_{22} = R_{22} \cdot C_{22}$ betragen also 0,1 μs bzw. 0,9 μs; das Verhältnis beider Zeitkonstanten ist etwa 9.

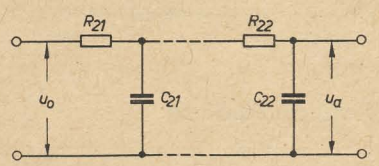


Bild 4: Vereinfachtes HF-Ersatzschaltbild

Die Frequenzabhängigkeit des Verstärkungsfaktors wird bei zwei Integrationszeitkonstanten durch

$$\frac{V(\omega)}{V_0} = \sqrt{\frac{1}{(1 - \omega^2 \cdot \tau_{21} \cdot \tau_{22})^2 + \omega^2(\tau_{21} + \tau_{22})^2}}$$

dargestellt. Setzt man die errechneten Werte ein, so erhält man

$$\frac{V(\omega)}{V_0} = \sqrt{\frac{1}{1 + 82 \cdot \omega^2 \cdot 10^{-14} \cdot s^2}}$$

Diese Abhängigkeit zeigt Bild 5. Man erhält also ohne Gegenkopplung eine Grenzfrequenz von etwa 250 kHz.

Um die Grenzfrequenz mit geschlossener Gegenkopplungsschleife abzuschätzen, sei angenommen, daß

a) die Sprungkennlinien des Verstärkers ohne Überschwingen verlaufen soll und

b) die Grenzfrequenz von der Zeitkonstante $\tau_{gk} = R_{gk} \cdot C_{gk}$ im Gegenkopplungszweig bestimmt werde.

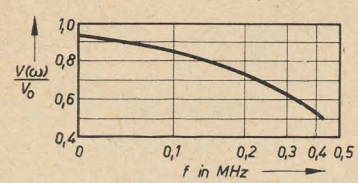


Bild 5: Frequenzgang des zweistufigen Verstärkers ohne Gegenkopplung (der Anfangswert von f beträgt nicht 0, sondern 0,05)

Für die Sprungkennlinie eines zweistufigen Verstärkers gilt [3]

$$\frac{V'(p)}{V_o} = \frac{1}{1 + p\,\frac{\tau_{21} + \tau_{22} + \alpha_o \cdot V_o \cdot \tau_{gk}}{1 + \alpha_o \cdot V_o} + p^2\,\frac{\tau_{21} \cdot \tau_{22}}{1 + \alpha_o \cdot V_o}}$$

mit

$$\alpha_o = \frac{R_e}{R_e + R_{gk}}$$

Soll die Sprungkennlinie ohne Überschwingen verlaufen, so darf τ_{gk} den kritischen Wert

$$\tau_{gk_{Kr.}} = 2\sqrt{g} \cdot \sqrt{\tau_{21} \cdot \tau_{22}} - g\,(\tau_{21} + \tau_{22})$$

nicht überschreiten. Setzt man die errechneten Werte für g, τ_{21}, τ_{22} ein, erhält man für die Gegenkopplungszeitkonstante einen Wert von etwa 185 ns, das entspricht einer Grenzfrequenz $f_2 = 0{,}16/\tau \approx$ 1,85 MHz. Da einige Elemente im Ersatzschaltbild vernachlässigt wurden, wird der praktisch erreichbare Wert etwas kleiner sein.

Praktische Schaltung

Bild 6 zeigt die Gesamtschaltung des Verstärkers. Zum Ausgleich der unterschiedlichen Zenerspannungen der Zenerdiode ist im Basisspannungsteiler des Transistors T_1 ein Teilwiderstand einstellbar angeordnet. Die einzige Zeitkonstante innerhalb der Gegenkopplungsschleife, die sich auf die untere Grenzfrequenz auswirkt, ist $R_z \cdot C_z$. Diese beträgt 80 ms; das entspricht einer Grenzfrequenz von 2 Hz. Die untere Grenzfrequenz des Verstärkers wird also im wesentlichen von der Koppelzeitkonstante am Verstärkereingang bestimmt. Da der Eingangswiderstand, gegeben durch den Basisspannungsteiler, etwa 4 kΩ beträgt, erhält man mit C = 1 µF eine Bandbreite von etwa 40 Hz bis > 1 MHz.

Die gemessenen Werte für die Unsicherheiten des Verstärkungsfaktors betragen:

Temperaturkoeffizient:
$< 10^{-3}$/grd im Bereich von 5···45 °C

Langzeitabweichung:
$< 10^{-3}$/10 h

Änderung der Verstärkung bei Schwankung der Speisespannung um ± 10%: $< 10^{-2}$

Änderung der Verstärkung im linearen Bereich:
$< 10^{-2}$ bis zu Ausgangsspannungen von 5 V

Die technischen Daten dieses Verstärkers entsprechen also bezüglich der Verstärkung und Stabilität denen, die mit einem entsprechenden Röhrenverstärker mit z. B. 3 x EF 860 erreichbar sind, wobei jedoch die Leistungsaufnahme bei letzterem mehr als 100fach größer ist.

Die Bandbreite ist bei entsprechenden Röhrenverstärkern mit EF 860 höher, und zwar 4···5 MHz. Wird eine derartige Bandbreite gefordert, so muß man anstelle der Legierungstransistoren GF 105 Diffusionstransistoren GF 122 bei gleicher Dimensionierung einsetzen.

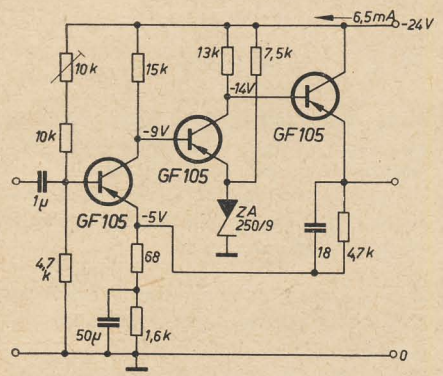


Bild 6: Gesamtschaltung des gegengekoppelten Breitbandverstärkers

Literatur

[1] Giacoletto: Equipments for measuring junction transistor admittance parameters. RCA-Review 14 (1953), S. 269
[2] Hakim, S. S.: An equivalent circuit for a two-stage common emitter amplifier. Electronic Engineering 35 (1963), H. 3, S. 238
[3] Gärtner, R.: Linearverstärker in der Kerntechnik. radio und fernsehen 10 (1961), H. 1, S. 24

Nochmals:

„Elektrischer Unfall durch Meßgerät"

Zu dem oben erwähnten Beitrag in radio und fernsehen 13 (1964), H. 22, S. 692, erreichte uns die folgende Stellungnahme des DAMW.
Wir glauben, daß mit dieser Stellungnahme die Diskussion über dieses Thema abgeschlossen ist.

Bei der vom VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim im Service-Impuls-Oszillograf EO 1/77 U angewandten Netzstabilisierungsschaltung ist es unbedingt erforderlich und auf einfache Weise möglich, die Kondensatorkombination von 8 µF nach Trennung des Gerätes vom Netz zu entladen.

Bei der ersten Bauserie hat es der Betrieb versäumt, entsprechende Maßnahmen vorzusehen. Bei der ersten Güteprüfung des Gerätes im ehemaligen DAM im Oktober 1963 ist den Prüfern bei der Durchsicht des Schaltbildes dieser Mangel entgangen. Auch die vorgeschriebenen Spannungs- und Isolationsprüfungen lassen den Mangel nicht in Erscheinung treten. Da bei der Funktionsprüfung der Prüfling grundsätzlich ordnungsgemäß ein- und ausgeschaltet wird, konnte der Fehler auch nicht durch eigenen Schaden festgestellt werden.

Bei einer weiteren Prüfung im September 1964 zeigte das Schaltbild bereits den erforderlichen Ableitwiderstand, allerdings noch zu groß bemessen. Diese Veränderung war auf Grund von Kundenhinweisen erfolgt. Der Betrieb hat es allerdings unterlassen, die früheren Bezieher der Geräte über die Handelsorgane und das DAMW auf die notwendige Änderung hinzuweisen.

Im Gegensatz zu den Ausführungen im betreffenden Aufsatz halten wir ernstere Folgen durch elektrische Einwirkung für unwahrscheinlich. Ein- und Austrittspunkt des Stromes liegen eng im Steckerabstand nebeneinander, so daß Nervenzentren nicht berührt werden, im Gegensatz zu den gefährlichen Berührungsspannungen gegen Erde, bei denen die Ströme einen großen Teil des Körpers durchfließen. Von Bedeutung können allerdings Schockwirkungen sein.

Außerdem halten wir die Wahrscheinlichkeit von Schadensfällen für gering, da immerhin eine unkorrekte Bedienung des Gerätes vorausgesetzt werden muß.

Unabhängig von dieser Einschätzung der Größe und Häufigkeit der Gefahr ist es aber selbstverständlich erforderlich, ihre Ursache zu beseitigen. Dies kann mit einfachen Mitteln ohne Beeinträchtigung der Funktion des Gerätes geschehen.

Das DAMW hat daher gefordert, daß die Gleichspannung innerhalb 1 s unter 42 V abgesunken sein muß. Diese Forderung ist durch einen Widerstand von etwa 30 kΩ/2 W, der parallel zum Netzeingang geschaltet wird, zu erfüllen. Mit dem VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim wurde diese Änderung, die in der neuen Serie ab Dezember 1964 wirksam wird, abgesprochen.

Geräte aus den Serien des 2. und 3. Quartals 1964 besitzen einen Entladewiderstand von 330 kΩ, bei dem die Spannung noch zu langsam absinkt.

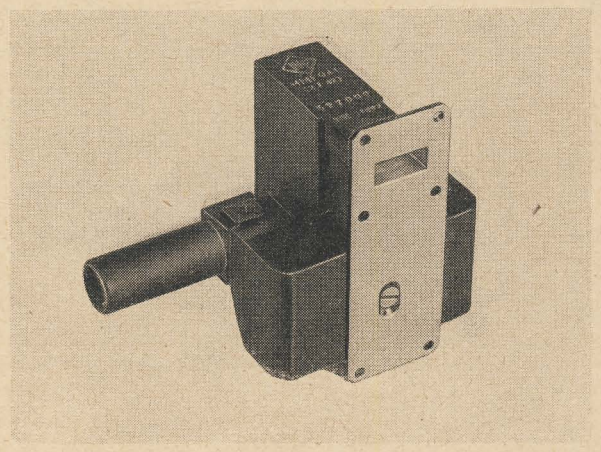
K. STURM 17

Magnetrons HMD 232 HMD 241 HMD 242 HMI 941 HMI 951 HMI 952 Teil 2

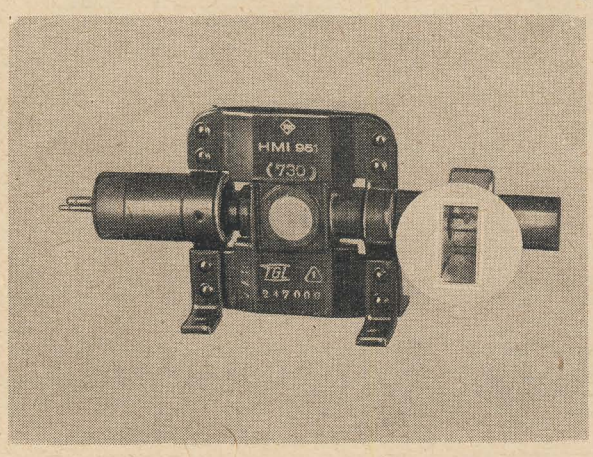
Die Röhre **HMI 941** ist ein Impulsmagnetron für eine Frequenz von 9375 MHz und eine Impulsausgangsleistung von 8 kW. Sie wird als Generatorröhre in Radargeräten eingesetzt. Magnetron und Magnet bilden eine Baueinheit. Die Auskopplung der HF-Energie erfolgt über einen Hohlleiter R 100 (nach TGL 13071). Die Katode und das damit verbundene Heizerende sind an die Hülse des Bajonettanschlusses, das freie Heizerende an dessen Mittelstift angeschlossen. Die Anode ist mit der Montageplatte verbunden und zu erden.

Auf der gleichen Frequenz wie die HMI 941 (9375 MHz) arbeitet die **HMI 951**, ein Impulsmagnetron für eine Impulsausgangsleistung von 50 kW. Sie wird ebenfalls als Generatorröhre in Radargeräten verwendet. Die HF-Energie wird hier über einen Hohlleiter mit den Innenmaßen 28,5 × 12,6 mm ausgekoppelt. Der Anodenkörper ist zu erden. Auf richtigen Anschluß der Katode (dicker Stift) ist zu achten.

Die **HMI 952**, ein Impulsmagnetron für eine feste Frequenz von 9375 MHz mit einer Impulsausgangsleistung von 45 kW, wird ebenfalls als Generatorröhre in Radargeräten eingesetzt. Magnet und Magnetron bilden wie bei der HMI 941 eine Baueinheit. Die Auskopplung der HF-Energie erfolgt über einen Hohlleiter R 84 (nach TGL 13071). Die Heizer- und Katodenanschlüsse befinden sich an den beiden Steckbuchsen im Glasdom der Röhre. Die Anode ist mit der Montageplatte, dem Magneten und dem Hohlleiteranschluß verbunden.



1

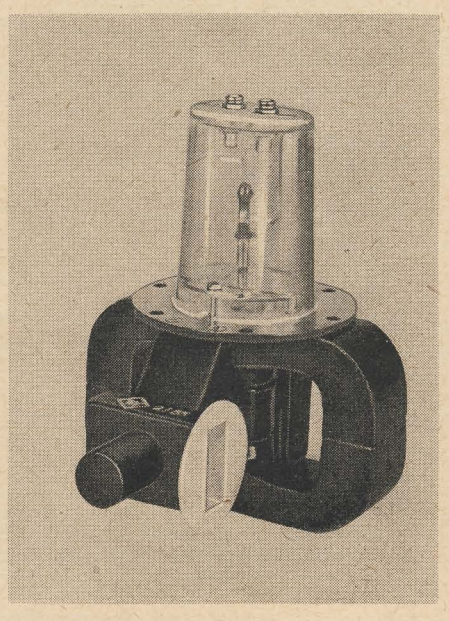


2

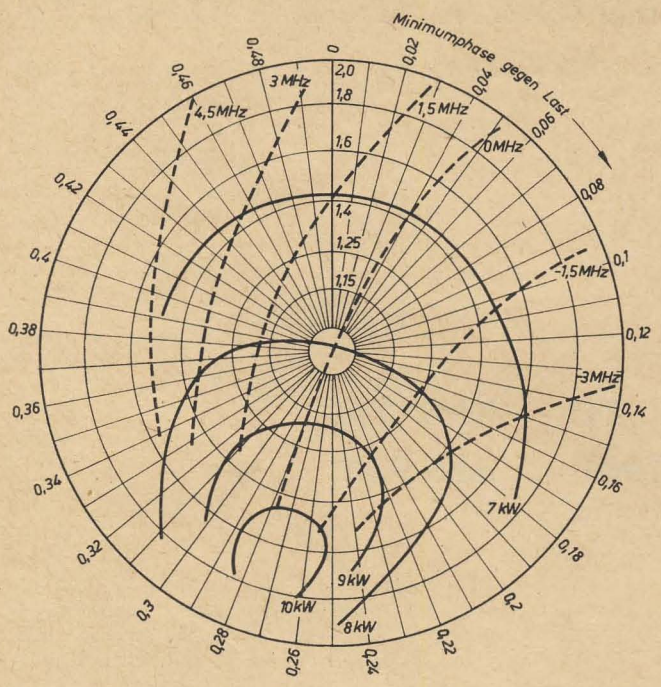
Bild 1: Impulsmagnetron HMI 941

Bild 2: Impulsmagnetron HMI 951

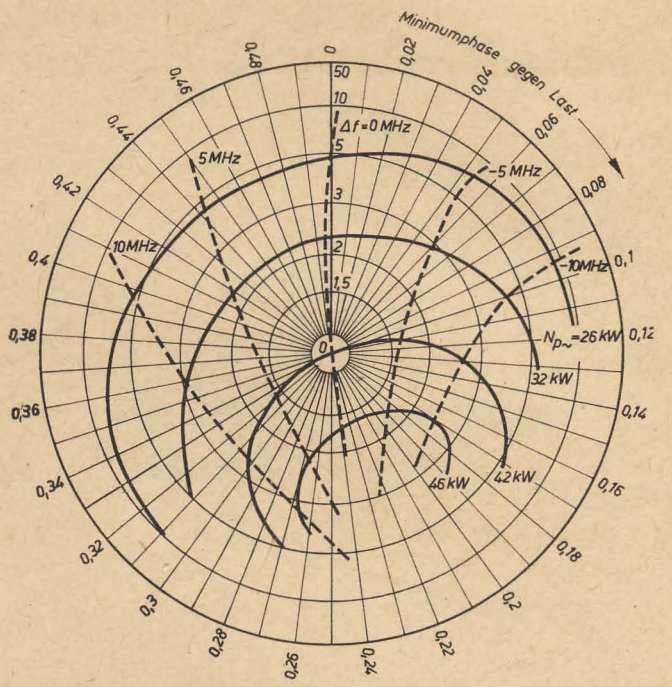
Bild 3: Impulsmagnetron HMI 952



3



Generatordiagramm der HMI 941



Generatordiagramm der HMI 951

Technische Daten	HMI 941	HMI 951	HMI 952
Masse in kg	≈ 1,7	≈ 0,53[1])	≈ 1,8
HEIZUNG			
indirekt geheizte Oxidkatode			
Heizspannung U_{fo} in V (vor dem Einschalten der Anodenspannung)	6,3[2])	6,3[3])	6,3[4])
Heizstrom I_{fo} in A	0,6	1,0	1,0
Anheizzeit in t_a in min	≧ 2[5]) ≧ 3[6])	≧ 2	≧ 2
BETRIEBSWERTE			
magnetische Induktion B in G		5400[7])	
Impulsdauer t_p in μs	1	1	1
Impulsfolgefrequenz f_p in kHz	1	1	1
Heizspannung U_f in V	4,5	2	0
Anodenimpulsspannung u_{ap} in kV	5,6	12	12
Anodenimpulsstrom i_{ap} in A	4,5	12	12
Impulsausgangsleistung N_p in kW	≧ 7	≧ 50	≧ 45
maximale Bandbreite des erzeugten Frequenzspektrums $2\Delta f$ in MHz	≦ 3	≦ 3	≦ 3
Lastverstimmungsmaß $\Delta\varphi$ in MHz	≦ 15		≦ 15
GRENZWERTE			
Anodenimpulsspannung $U_{ap\,max}$ in kV		14	
Anodenimpulsstrom $i_{ap\,min}$ in A	3,5		9
$i_{ap\,max}$ in A	5,5	16	13
mittlere Eingangsleistung $N_{e\,max}$ in W	90	180	170
Tastverhältnis $V_{T\,max}$	0,0025	0,0012	0,001
Impulsdauer t_p in μs	≦ 2,5	2,5	2
Frequenzänderung mit Änderung der Temperatur des Anodenkörpers $\Delta f/\Delta t$ max			−0,25 MHz/°C
Welligkeit s_{max}	1,5		1,5
Temperatur des Anodenblocks $t_{a\,max}$ in °C	120	100	150
KÜHLUNG			
Luftmenge V_L bei $N_{e\,max}$ und einer Lufteintrittstemperatur von 25 °C			150 l/min

[1]) ohne Magnet.
[2]) Nach dem Einschalten der Anodenspannung muß die Heizspannung auf den Betriebswert $U_f = 6{,}3\ (1 - N_e/90\ W)$ V eingestellt werden.
[3]) Nach dem Einschalten der Anodenspannung muß die Heizspannung auf den Betriebswert $U_f = 6{,}3\sqrt{(1 - N_e/160\ W)}$ V eingestellt werden.
[4]) Nach dem Einschalten der Anodenspannung muß die Heizspannung auf den Betriebswert $U_f = 6{,}3\ (1 - N_e/150\ W)$ V eingestellt werden.
[5]) bei einer Umgebungstemperatur von > 0 °C. [6]) bei einer Umgebungstemperatur von < 0 °C. [7]) Magnet B 1155 wird bei Bedarf mitgeliefert.

TV-Empfänger-Abgleich

Teil 3

Abstimmautomatik

Prüfgenerator bzw. Wobbler werden an die Mischstufe oder die dritte ZF-Stufe angeschlossen. Für die Kontrolle des Outputs sind hinter dem Sekundärkreis des Diskriminators Meßpunkte vorgesehen. Oft sind vom Hersteller angegebene Brükken zu entfernen oder neue einzulöten. Das HF-Signal muß am Videomeßpunkt 1···2 V ergeben; die Ruhespannung der Gleichstromverstärkerröhre ist zu kontrollieren.

Der Diskriminator wird nach den für alle Diskriminatoren gültigen Grundsätzen abgeglichen: Primärkreis auf Maximum, Sekundärkreis auf Nulldurchgang. Auf Kurvengleichheit und genaue Lage des Nulldurchganges ist besonders zu achten. Die Auskoppelspule (40,4 MHz) geht meist in die Form der Bild-ZF-Kurve ein und muß mit der Bild-ZF abgeglichen werden.

Bild-ZF-Verstärkerabgleich

Einige Vorarbeiten und Regeln sind bei allen TV-Empfängern gleich:

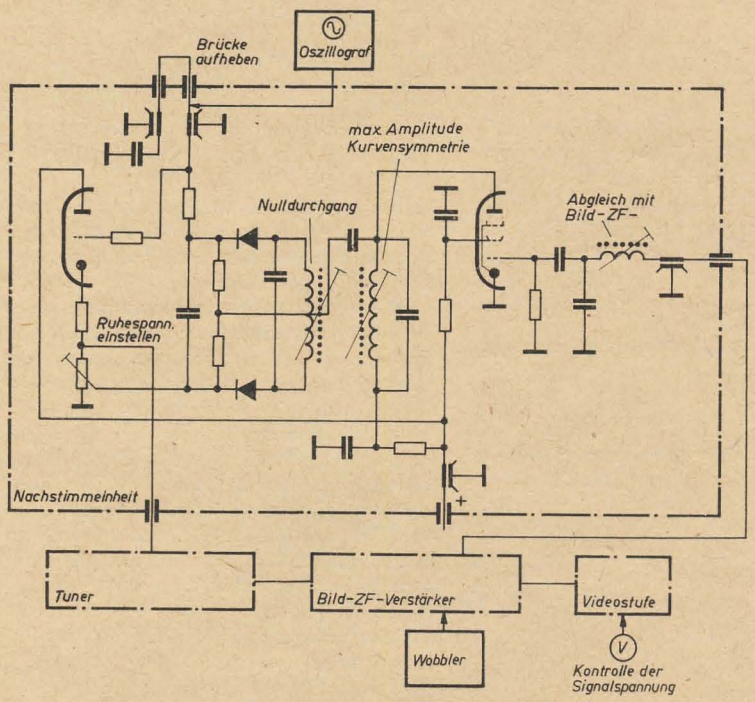


Bild 12: Prinzipieller Abgleich der Abstimmautomatik

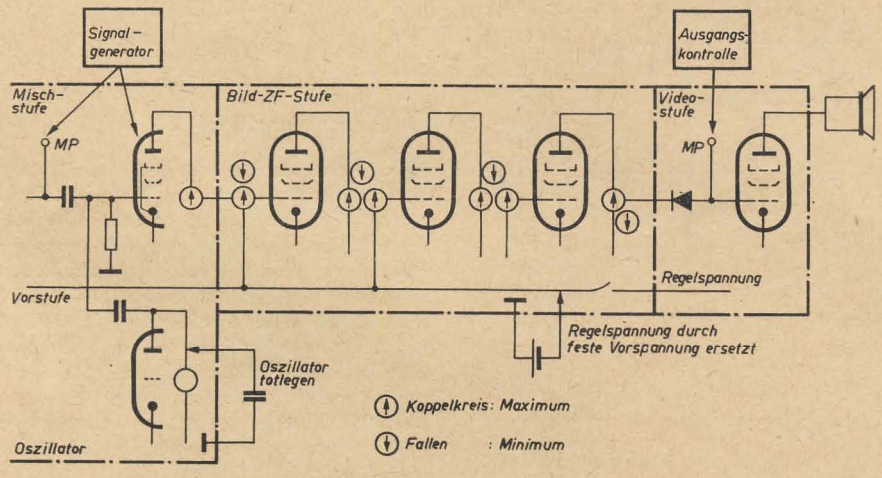


Bild 13: Prinzipieller Abgleich eines Bild-ZF-Verstärkers

1. Der Oszillator wird durch Schalten auf ein Leersegment totgelegt; bei durchstimmbaren Tunern löte man einen Kondensator (3 nF) von der Oszillatoranode nach Masse.

2. Die getastete Regelung ist aufzutrennen und stattdessen eine feste Vorspannung (z. B. 4,5 V) anzulegen.
   Bei TV-Empfängern mit konventioneller Regelung ist der Kontrast voll aufzudrehen.

3. Die bestmögliche Durchlaßkurvenform erreicht man nur, wenn die vom Geräteheresteller angegebene Signaleinspeisung und -auskopplung beachtet werden. Signalgeber und Anzeigeinstrument sollen nur über den Kabelmantel der Anschlußleitungen mit dem Prüfling erdmäßig verbunden sein. Alle Erdverbindungen sind so kurz wie möglich zu halten. Das Signaleinspeisungskabel muß mit dem Wellenwiderstand (meist 70 Ω) abgeschlossen sein. Das Anzeigeinstrument ist über ein Siebglied (meist 20 kΩ/3 nF) anzuschließen.

4. Die HF-Spannung wird so eingeregelt, daß sich am Videogleichrichter 1···3 V ergeben. Diese Spannung soll nicht überschritten werden. Bei ihrer Kontrolle ist darauf zu achten, ob der Hersteller Diodenspannung oder Anzeige auf dem Drehspulinstrument hinter einem Entkopplungswiderstand angibt. Da dieser meist 20 kΩ beträgt, kann er die Anzeige erheblich verfälschen. So zeigt z. B. das „Görtz-Instrument" bei 1 V nur noch 0,5 V an (Bereich 1 V). Zweckmäßigerweise wählt man den höchstmöglichen Meßbereich oder kalkuliert den Siebwiderstand mit ein.

5. Metall-Schraubenzieher sind ungeeignet.

6. Wird keine Reihenfolge für den Abgleich vorgeschrieben, sind erst die Fallen abzustimmen. Dazu arbeite man mit größtmöglicher Signalstärke, damit das Minimum deutlich erkennbar ist. Ähnliches gilt für die Einstellung der Tontreppe beim Wobbelabgleich; der Hub wird verkleinert und die Verstärkung des Oszillografen erhöht, um eine vergrößerte Abbildung der Tontreppe zu erreichen.

7. Die Einzelkurven des Bild-ZF-Verstärkers mit Bandfilter lassen sich durch Veränderung der Spulenkopplung (Koppelspulen oder Kondensatoren) verbreitern oder schmaler machen. Die Ankopplung der Fallen darf jedoch nie verändert werden, da sie den Phasengang des Verstärkers stark beeinflussen und Laufzeitfehler verursachen können.

Die üblichen Zwischenfrequenzen sind 19,5/25 MHz und 33,4/38,9 MHz.

Wird fortgesetzt

Endstufenbestückung und Änderungen im „Stern 4"

Anstelle der bisher eingesetzten Endtransistorpärchen (T_6/T_7) 2 - OC 825, 2 - OC 72, 2 - OC 74 und AC 120, können nun auch als Pärchen ausgemessene Transistoren OC 1071 mit den Stromverstärkungsgruppen „b" und „c" verwendet werden.
Die Transistoren müssen eine Großsignalverstärkung von $\geq 23 \cdots 60$ aufweisen.
$U_{CE} = 0{,}7$ V; $I_C = 60$ mA; I_B 80 $\leq 3{,}5$ mA.
Die Befestigung der Transistoren muß mit Kühlschellen (wie bei OC 821 rund) erfolgen.
Der Rohrkondensator C_{34} 11 pF + 0,5 pF 500 V 3 × 12 kann durch einen Rohrkondensator 10 pF 5% 500 V ersetzt werden. Ein Kondensator von 10 pF wird bis zum Auslauf der Serie ab Werk eingebaut.

Endstufenbestückung im T 100

Anstelle der bisher eingesetzten Endtransistorpärchen (T_6/T_7) 2 - OC 821, 2 - OC 816, 2 - OC 825, 2 - OC 72, 2 - OC 74 und 2 - AC 120 können nun auch als Pärchen ausgemessene Transistoren OC 1071 verwendet werden.
Bei Verwendung von 2 - OC 1071 mit Stromverstärkungsgruppe „d" darf der Treibertransistor T_5 nur in Verstärkungsgruppe „B" (2 Punkte) liegen. Für den NF-Vorstufentransistor T_4 soll die Verstärkungsgruppe „b" vorzugsweise, die Verstärkungsgruppe „c" (3 Punkte) nur bedingt verwendet werden.
Die Befestigung der Transistoren muß durch Paralleleinschieben beider Transistoren in die nach innen stehende Kühlschelle des Traforahmens erfolgen.
Die Transistoren müssen eine Großsignalverstärkung von ≥ 23 $U_{CE} = 0{,}7$ V; $I_C =$ 60 mA aufweisen; I_B 80 $\leq 3{,}5$ mA.

Änderungen im Autosuper A 100-4

Bild 1 zeigt die geänderte NF-Stufe
Der neue Treibertransformator hat die Zeichnungs-Nummer 1 152 005–402 600.

Änderungen im Bandfilter III des Autosupers A 100-4

Mit dieser Änderung (Bild 2) wurde eine Verbesserung des HF-Klirrfaktors erzielt.

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Ein sonderbarer Fehler am TV-Gerät „43 TG 501"

Fehler

Auf dem Bildschirm ist in horizontaler Richtung nur ein Teilbild zu erkennen. Rechts und links vom Teilbild ist nur das Raster zu erkennen. Der Bildausschnitt beträgt etwa 20···25% der Bildbreite. Der Kontrast ist nur zu etwa 50% gegeben. Die Synchronisation arbeitet hierbei etwas labil. Die Tonwiedergabe kann als normal bezeichnet werden.

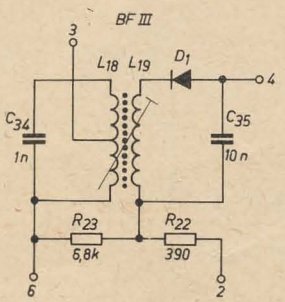
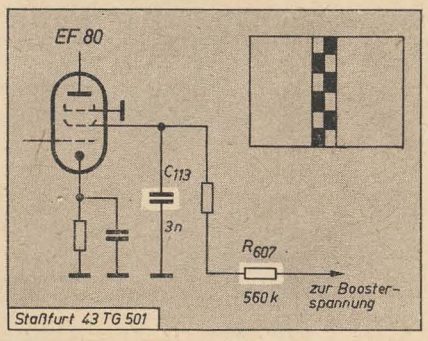


Bild 2: Geändertes Bandfilter im Autosuper A 100-4

Ursache

Zunächst wurde das Gerät spannungsmäßig durchgemessen. Hierbei zeigte sich, daß G_2 der $Rö_{103}$ (EF 80) keine Spannung über R_{607} bekam. Der Widerstand R_{607} wurde als defekt ermittelt. Bei fehlender U_{G2} der letzten ZF-Röhre dürfte unter normalen Umständen jedoch gar kein bzw. nur ein flaues Bild sichtbar sein.



Es mußte sich also um einen kombinierten Fehler handeln. In dem vorliegenden Fall konnte also nur eine Schirmgittermodulation erfolgt sein. Derartige Erscheinungen können durch Kappenkapazität eines defekten Widerstandes auftreten. Eine definierte Frequenz konnte jedoch am Schirmgitter nicht nachgewiesen werden. Wenn also eine Schirmgittermodulation auftrat, mußte die Schirmgitterabblockung schadhaft sein. Die genaue Überprüfung hat diesen Verdacht bestätigt. Der Kondensator C_{113} hatte am heißen Ende an der Platine eine kalte Lötstelle; dadurch entfiel die Abblockung, und eine aus einer Oberwelle der Zeilenfrequenz resultierende Frequenz (Resonanzfrequenz vom Zeilentrafo) wurde in das Schirmgitter eingespeist und führte zur Modulation desselben. Durch Beseitigung der kalten Lötstelle konnte eindeutig die Modulation unterbunden werden. R_{607} 560 kΩ wurde durch 2 × 270 kΩ 1 W ersetzt.

H. Ziegler

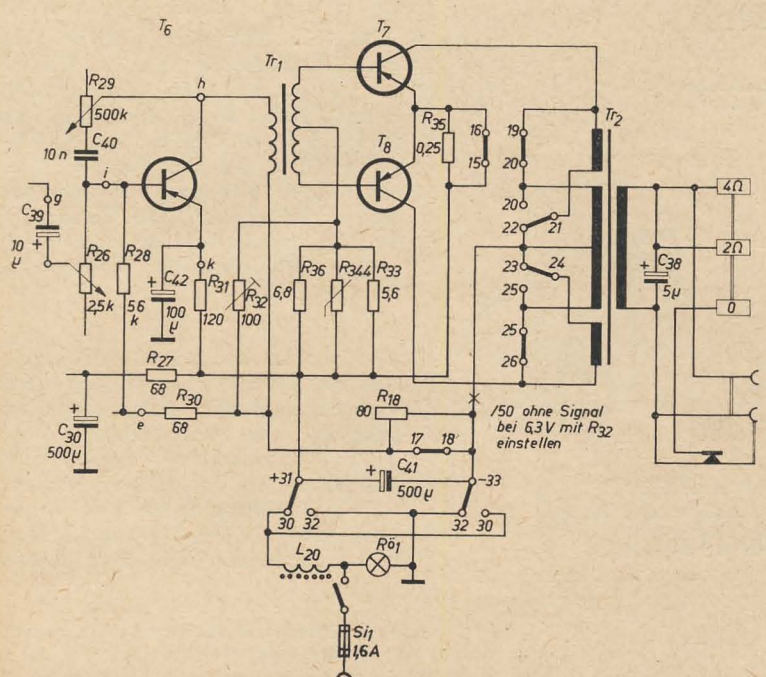


Bild 1: Geänderte NF-Stufe im Autosuper A 100-4

Löschen beim BG 26-1

Bei den meisten Geräten des Typs BG 26-1 mit der Fehlerbezeichnung „löscht nicht, nimmt nicht auf" wurde folgender Fehler festgestellt: Neben der Mikrofonaufnahmetaste befindet sich der Kontaktsatz $S_{3/17}$, der die Generatorspule Tr_{101} Anschluß 3 bei Wiedergabe an Masse und bei Aufnahme über die Tricktaste an den Löschkopf legt. Durch Feuchtigkeit und andere Einflüsse oxydieren die Kontakte. Nach Säubern der Kontakte mit einem weichen Leder ist das Gerät wieder betriebsbereit.

Wolfgang Stolze

Daten einiger Import-Transistoren

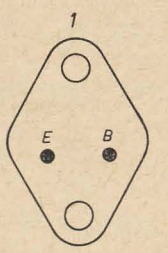
Auf Wunsch zahlreicher Leser veröffentlichen wir nachstehend einige Daten ausländischer und westdeutscher Leistungstransistoren und Vorstufentransistoren, die häufig bei uns verwendet werden. Die Angaben sind nach unverbindlichen Katalogunterlagen zusammengestellt.

Leistungstransistoren

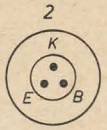
Typ	$-U_{CBO}$ in V	$I_{C\,max}$ in A	$t_{j\,max}$ in °C	R_{thi} in grd/W	P_{max} bei 45 °C in W	B bei I_C	in A	f_β in kHz	f_α in kHz	Bemerkung	Sockel
OC 26	40	3,5	90	1,2		35	1	> 3	—	Valvo u. ČSSR	1
TF 80	32	3	75	4	6	50	1			Siemens	2
TF 80/60	64	3	75	4	6	40	1			Siemens	2
AD 130	32	3	90	1,5	30	33	1	11		Siemens	1
AD 131	64	3	90	1,5	30	33	1	11		Siemens	1
AD 132	80	3	90	1,5	30	26	1	12		Siemens	1
AD 133	50	15	90	1,5	30	50	5	10		Siemens	1
AD 149	45	3	90	1,5	30	55	1	12		Siemens	1
AD 150	32	3	90	1,5	30	55	1	12		Siemens	1
3 NU 74	50	15	100	0,8	50	50	10	4		ČSSR	1
5 NU 74	60	15	100	0,8	50	50	10	4		ČSSR	1
7 NU 74	90	15	100	0,8	50	50	10	4		ČSSR	1
P 4 B	60	5	90	2	22,5	15—40	2		150	UdSSR	3
P 4 V	35	5	90	2	22,5	> 10	2		150	UdSSR	3
P 4 G	50	5	90	2	22,5	15—30	2		150	UdSSR	3
P 4 D	50	5	90	2	22,5	30	2		150	UdSSR	3
ASZ 1015	60	6	90	1,5	20				250	VR Ungarn	1
ASZ 1016	48	6	90	1,5	20				250	VR Ungarn	1
ASZ 1017	48	6	90	1,5	20				250	VR Ungarn	1
ASZ 1018	60	6	90	1,5	20				250	VR Ungarn	1
AD 138	40	15	90		18	30	4	5		Telefunken	1

Vorstufentransistoren

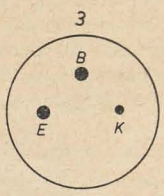
Typ	$-U_{CBO}$ in V	$t_{j\,max}$ in °C	P_{max} in mW	f_T in MHz	F in dB	β bei I_C	in mA	Verwendung	Bemerkung	Sockel
OC 44	15	75	50	15		100	1	MW-Misch	Valvo	5
OC 45	15	75	50	6		100	1	ZF-Misch	Valvo	5
AF 114	32	75	50	75				UKW-Vor	Valvo	4
AF 124			40							6
AF 115	32	75	50	75				UKW-Misch	Valvo	4
AF 125			40							6
AF 116	32	75	50	75				ZF-10,7	Valvo	4
AF 126			40							6
AF 117	32	75	50	75				ZF-450	Valvo	4
AF 127			40							6
OC 74	20	75	330	1,5	< 30			End-B	Valvo	5
AC 128	32	90	0,05 grd/mW	1,5		90	300	End-B	Valvo	7
AC 151	32	75	100	1,5		60	2	NF-Vor	Siemens	7
OC 614	25	75	30	28	8	120	0,5	KW-Vor u. -Misch	Telefunken	5
OC 615	25	75	30	50	7	160	0,5	UKW-Vor u. -Misch	Telefunken	5
OC 603	20	75	50		< 5			NF-Vor	Telefunken	5
102/104	20		50	0,5	< 15	> 19		NF-Vor	ČSSR	5
NU 70									n-p-n	
105/107	30	75	125	1	< 15	30		End-B	ČSSR	5
NU 70				0,75		47			n-p-n	
				0,45		90				
101/102	32	75	165	0,7	< 10	70	10	End-B	ČSSR	5
NU 71				1		140			n-p-n	
103	60	75	165	1		140	10	End-B	ČSSR	5
NU 71									n-p-n	
OC 169	20	75	50	30	< 8	100		ZF-10,7	ČSSR	4
OC 170	20	75	50	70	< 8	100		UKW-Vor u. -Misch	ČSSR	4



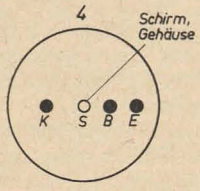
Kollektor am Gehäuse

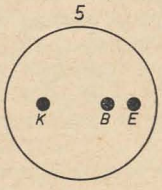


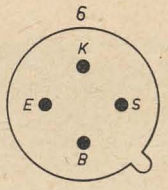
Kollektor isoliert

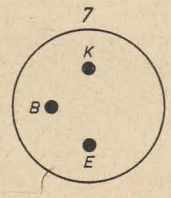


Kollektor am Gehäuse









In den Tabellen bedeuten:

U_{CBO} ≙ max. Kollektorspannung in Basisschaltung
$I_{C\,max}$ ≙ max. Kollektorstrom
$t_{j\,max}$ ≙ max. Sperrschichttemperatur
R_{thi} ≙ innerer Wärmewiderstand
P_{max} ≙ max. Verlustleistung
B ≙ Großsignalstromverstärkung
$f\beta$ ≙ Grenzfrequenz in Emitterschaltung
f_T ≙ Frequenz etwa gleich f_t-Frequenz ($\beta = 1$)
F ≙ Rauschfaktor

BAUANLEITUNG

Vibrato und Klangregelung für eine Elektrogitarre

Teil 1

H. HÖRNING

Zur Erweiterung der Trickmöglichkeiten und Erhöhung der Klangqualität einer Elektrogitarre besteht vielfach der Wunsch, eine schnell schaltbare, trotzdem aber auch regelbare Höhen- und Tiefenbeschneidung und periodisches Schwanken der Lautstärke (Vibrato) zu erreichen. Eine Schaltung, mit der das erreicht werden kann, soll im folgenden beschrieben werden.

Allgemeines

Um eine schnelle und sichere Bedienung während des Spielens zu gewährleisten, müssen sämtliche Bedienungselemente direkt auf dem Schlagbrett der Gitarre angeordnet werden (Bild 1).
Das bedingt einen extrem kleinen Aufbau der Schaltung, um sie, ohne große Veränderungen am Körper der Gitarre, in eine der handelsüblichen Brettgitarren einbauen zu können.
Bei Verwendung möglichst kleiner Bauteile und Beachtung der besten Platzverteilung läßt sich die Schaltung, wenn das Deckbrett auf der einen Seite der Gitarre aufgesägt wird (Bild 2), ohne Schwierigkeiten einbauen.
Die Schaltung wurde in eine „MARMA"-Gitarre, die auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1963 gekauft wurde, eingebaut und arbeitet bis heute einwandfrei.

Erzeugung der Vibratofrequenz

Eine minimal kleine Schaltung zur Erzeugung der Vibratofrequenz läßt sich, wenn ein sicheres Anschwingen und eine einigermaßen gute Frequenzkonstanz gefordert werden, nur mit Transistoren realisieren (Bild 3). Allerdings entstehen bei so niedrigen Frequenzen (1···15 Hz) Schwierigkeiten, mit Transistoren noch eine annähernd unverzerrte Sinusschwingung zu erzeugen, da der Aufwand zur Begrenzung der Amplitude der Schwingung sehr klein gehalten wurde, um die Schaltung so weit wie möglich zu vereinfachen.
Für die Schaltung ist praktisch jeder Transistor zu verwenden, da zum sicheren Anschwingen des Generators nur eine Verstärkung von $\geqq 4$ gefordert wird.
Dieser kleine Wert gestattet eine Gegenkopplung über den Emitterwiderstand von T_3 und damit eine gute Stabilisierung des Arbeitspunktes und Linearisierung der Kennlinie des T_3. Daraus resultiert ein relativ niedriger Klirrfaktor der Generatorschaltung.
Reicht die Verstärkung des T_2 aus, um den Schwingeinsatz zu gewährleisten, könnte auch dort eine Gegenkopplung über einen Emitterwiderstand vorgesehen und damit eine weitere Verbesserung der Eigenschaften des Generators erreicht werden.

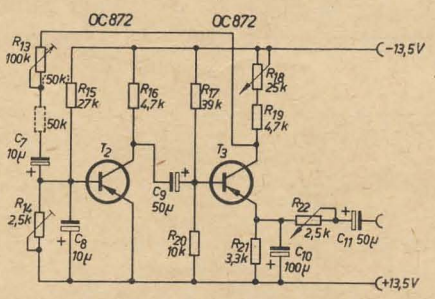


Bild 3: Schaltung des Vibratogenerators (Vor der −13,5-V-Buchse liegen die Schalter S_{12} und S_{13})

Eine größere Verzerrung der Sinusschwingung wird über den großen Siebkondensator C_{10} (100 μF) zufriedenstellend ausgeglichen. Gleichzeitig unterdrückt der Siebkondensator das unvermeidliche Rauschen der Transistoren, das sich bei Anschalten der Gitarre an den Endverstärker sehr störend bemerkbar machen könnte.
Die Schwingschaltung ist ein RC-Generator mit Rückkopplung über eine Wienbrücke.
Um eine kontinuierlich regelbare Frequenz zu erzeugen, wäre es notwendig, die beiden Trimmer (R_{13}/R_{14}) der Wienbrückenzweige als Tandempotentiometer auszuführen und damit die Frequenz durch Regelung der Zeitkonstante des Rückkopplungszweiges zu verändern. Die relativ große Einbautiefe der Tandempotentiometer gestattet jedoch eine solche Regelung der Vibratofrequenz nicht.
Eine Regelmöglichkeit ergibt sich bei der geforderten kleinen Frequenzvariation von 14 Hz (1···15 Hz) durch eine veränderliche Verstärkung und dadurch eine Veränderung des Koppelfaktors k. Zu dem vorgesehenen Arbeitswiderstand R_{19} des T_3 mit 4,7 kΩ wird ein Potentiometer R_{18} (25 kΩ) in Reihe geschaltet.
Dadurch kann der Arbeitswiderstand wahlweise vergrößert oder verkleinert werden und somit die Verstärkung und die Frequenz der Schwingschaltung geregelt werden.
Das Potentiometer R_{18} darf nicht zu groß gewählt werden, da bei einem bestimmten Arbeitswiderstand wieder ein Abfall der Verstärkung und damit ein Ansteigen der Frequenz auftreten würde.
Da sich mit dieser Regelung der Koppelfaktor ändert, wird der Generator, je nach Einstellung von R_{18}, beim Anschalten oft nur zögernd und langsam anschwingen. Darum ist die folgende Möglichkeit der Frequenzregelung zu empfehlen. Der Trimmer R_{13} wird als Potentiometer ausgeführt, somit die Zeitkonstante eines

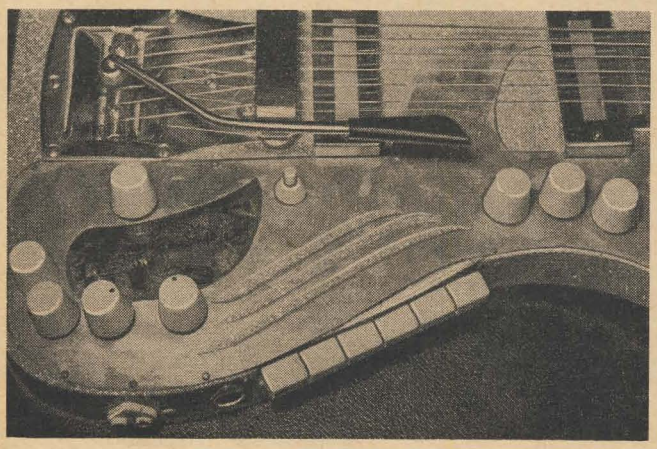


Bild 1: Bedienungsfeld

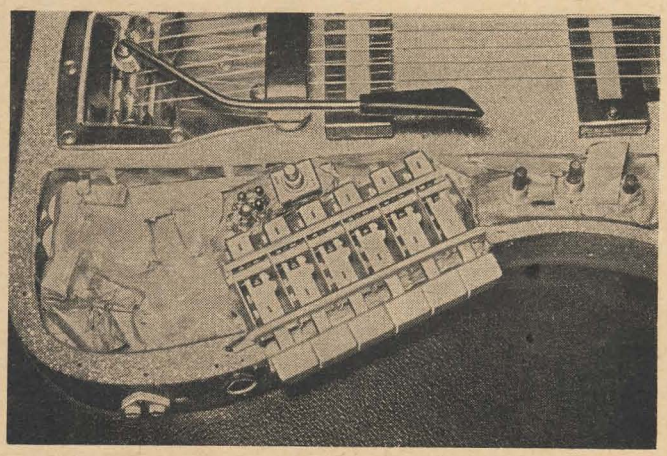


Bild 2: Einbau in den Gitarrenkörper

Zweiges der Wienbrücke verändert und dadurch die Frequenz variiert.
Zweckmäßig ist es, ein 50-kΩ-Potentiometer und einen 50-kΩ-Widerstand (in der Schaltung gestrichelt gezeichnet) in Reihe zu schalten, wodurch etwa die gleiche Frequenzvariation erreicht wird, wie bei dem vorher beschriebenen Verfahren. Allerdings ist mit einer größeren Verzerrung der Sinusschwingung zu rechnen, da ja nur ein Zweig der Wienbrücke geregelt wird.
Die Stromversorgung der Schwingschaltung besteht aus drei in Reihe geschalteten Flachbatterien. Die Leistungsaufnahme der Schaltung liegt bei etwa 20···30 mW, die Batterien haben also eine sehr lange Lebensdauer.
Der Generator arbeitet sehr frequenzstabil. Ein Absinken der Batteriespannung auf 9 V zeigt noch keine nennenswerte Frequenzabweichung. Es ist darauf zu achten, daß der Koppelkondensator C_9 nicht zu klein gewählt wird, da er für die extrem niedrigen Frequenzen sonst einen zu hohen Widerstand darstellen würde.

Einstellung des gewünschten Frequenzbereiches

Wird der Schleifer von R_{18} so eingestellt, daß R_{18} = 25 kΩ überbrückt ist, hat der dem Wienbrückengenerator nachgeschaltete einstufige Verstärker die kleinste Spannungsverstärkung.
Da K = 1/v ist, wäre damit der größte Koppelfaktor und die mit der angegebenen Dimensionierung niedrigste Frequenz erreicht. Wird das Potentiometer R_{18} voll eingeregelt, also 25 kΩ in Reihe mit 4,7 kΩ, ist die höchstmögliche Vibratofrequenz erreicht.
Es können so die Grenzen des Regelbereiches überprüft werden. Wird die zweite Möglichkeit der Frequenzregelung verwendet, können die beiden Endwerte des als Potentiometer ausgeführten Trimmers R_{13} (0 und 50 kΩ) und damit der Maximal- und Minimalwert der Zeitkonstante des Wienbrückenzweiges eingestellt werden.

Modulation

Die Gitarrenfrequenz muß mit der Vibratofrequenz moduliert werden, damit ein Schwanken der Amplitude der von der Gitarre gelieferten Frequenz erzeugt wird.

Diese Modulation sollte eine reine Amplitudenmodulation sein, damit keine Tonschwankungen auftreten, die ja mit einem mechanischen Vibrato zu erreichen sind.

Es muß erreicht werden, daß möglichst hohe Dämpfungen für die Gitarren- und die Vibratofrequenz auftreten, um am Ausgang nur das Modulationsprodukt abnehmen zu können.
Die besten Ergebnisse zeigte im Versuch ein Ringmodulator, der mit dem Diodenquartett O 4 A 657 aufgebaut wurde (Bild 4).
Es ist natürlich möglich, andere Dioden zu verwenden, wenn deren Kennlinien im Bereich der anliegenden Steuerspannung einen annähernd gleichen Verlauf haben. Sie beträgt je nach Art der Gitarrentonabnehmer etwa 50···100 mV (Tonfrequenz von der Gitarre).

Das ist notwendig, weil für eine maximale Dämpfung der beiden Grundfrequenzen ein annähernd gleiches Sperr- und Leitwiderstandsverhältnis der beiden Gegentaktzweige des Ringmodulators gewährleistet sein muß. Somit ist ein Weiterklingen der Gitarre auch in Momenten, wo die Spannung des Modulationsproduktes Null sein müßte, verhindert.
Mit dem Potentiometer R_{22} wird die Modulationstiefe geregelt. Mit diesem Regler wird also die Spannung, die notwendig ist, um ein Musikstück mit einem passenden Vibrato zu unterlegen, vom Vibratogenerator abgenommen.

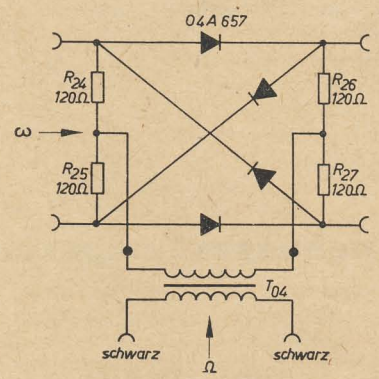


Bild 4: Schaltung des Ringmodulators

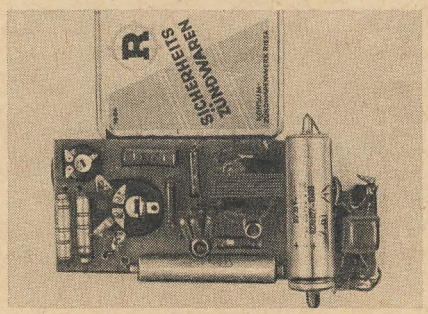


Bild 5: Vibratogenerator und Ringmodulator

Mit der angegebenen Schaltung ist es möglich, einen Modulationsgrad von 0···100% zu erreichen, womit ein starkes oder schwaches Vibrato eingestellt werden kann.
Bei einem Modulationsgrad von 100% ergibt sich ein Effekt ähnlich dem Echo, da der Ton der Gitarre in bestimmten, der Vibratofrequenz analogen Intervallen aus- und wieder einsetzt.
Die Dämpfung der ja an sich nicht hörbaren Vibratofrequenz ist erforderlich, um eventuell auftretende Verzerrungen der Sinusschwingung (Spannungsspitzen, leichtes Kippen der Schwingung) zu unterdrücken. Um die Tonfrequenz symmetrisch in den Ringmodulator einspeisen zu können, ist es notwendig, einen Trafo (Sternchen-Treibertrafo K 21 oder T 04) zwischen Tonabnehmer und Ringmodulator zu schalten, dessen hochohmige Seite (schwarz – schwarz / T 04) mit einem Ende auf Masse gelegt wird.
Wegen der geringen Induktivität der Kleinsttrafos macht sich eine leichte Tiefenbeschneidung bemerkbar, die aber in jedem Fall nur wünschenswert ist, da durch die vorgeschaltete Kollektorstufe und den nachfolgenden Transistorverstärker ein Höhenverlust zu verzeichnen ist.
Außerdem ist mit geringen Lautstärkeverlusten durch ein Klangregelglied eine Höhenbeschneidung zu erreichen.
Bei der Dimensionierung der Schaltung muß darauf geachtet werden, daß die von der Gitarre gelieferte Tonfrequenzspannung nie sehr viel kleiner als die der Vibratofrequenz wird, da sonst das Ergebnis der Modulation über den Ringmodulator nicht mehr eindeutig ist.
Über den 10-µF-Koppelkondensator C_3 kann dann die mit der Vibratofrequenz modulierte Tonfrequenz abgenommen werden.
Da S_{12} während des Spielens immer geschlossen ist und nur als Ausschalter in Spielpausen dient, macht sich ein zweiter Schalter S_{13} notwendig, der möglichst ein Druckschalter sein sollte. Mit S_{13} kann der Vibratogenerator während des Spielens ein- und ausgeschaltet werden.

Vorverstärker

Die Gitarrenfrequenzspannung wird durch den Ringmodulator so stark gedämpft, daß sie mit einem kleineren Verstärker (ELEKTRO-ARTIST 8 W mit einer Eingangsempfindlichkeit von etwa 10···50 mV) kaum noch ausreicht, um einen Saal zu beschallen.
Es macht sich also erforderlich, die Tonfrequenz mit einem Vorverstärker so zu

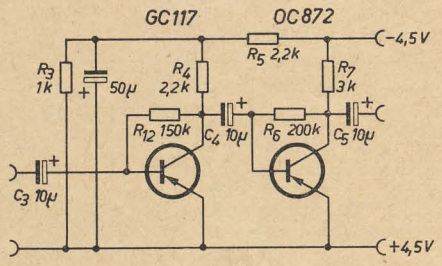


Bild 6: Schaltung des Vorverstärkers (Vor der – 4,5-V-Buchse liegt der Schalter S_{10})

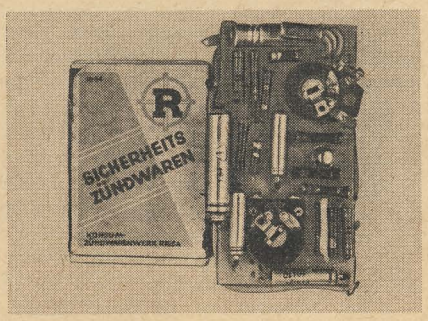


Bild 7: Vorverstärker

verstärken, daß ein Endverstärker ausgesteuert werden kann.
Bei der Dimensionierung dieses Verstärkers (Bild 6) sind einige Dinge besonders zu beachten.
Voraussetzung ist die Verwendung rauscharmer Transistoren, da ja auch das Rauschen der Transistoren im Endverstärker mit verstärkt wird.
Die erste Stufe ist mit einem rauscharmen Transistor (GC 117 oder ähnlichen Typ) bestückt.
Durch Erzeugung der Basisvorspannung

mit Vorwiderständen ist der Ruhestrom des Vorverstärkers sehr klein (1···2 mA). Wichtig ist, daß für den Vorverstärker eine besondere Spannungsquelle vorgesehen werden muß (Flachbatterie 4,5 V), die bei der angegebenen Leistungsaufnahme eine sehr große Lebensdauer hat. Es ist nicht möglich, die Stromversorgung des Verstärkers ebenfalls von der Stromversorgung des Vibratogenerators abzunehmen, da in diesem Fall ein Zweig des Ringmodulators kurzgeschlossen werden würde und damit dessen Funktion nicht mehr gewährleistet wäre.

Will man den Einsatz einer weiteren Batterie vermeiden, ist es natürlich ohne weiteres möglich, ein kleines Netzgerät aufzubauen.

Der Aufbau eines Netzgerätes steht jedoch in keinem Verhältnis zu dem Aufwand, den ein Batteriebetrieb mit sich bringt.

Es ist zweckmäßig, die Vorwiderstände zur Erzeugung der Basisspannung (R_6, R_{12}) als Trimmpotentiometer auszuführen und damit den günstigsten Arbeitspunkt der Transistoren nach Rauschminimum, niedrigsten Klirrfaktor und höchster Verstärkung einzustellen.

Mit dem Vorverstärker ist je nach den Transistordaten eine 500- bis 1000fache Verstärkung zu erreichen.

Dieser Wert reicht bei weitem aus, um die Spannung der Gitarrenfrequenz für einen Kraftverstärker auswertbar zu machen. Mit diesem Vorverstärker ist es sogar möglich, die unempfindlichen Mikrofoneingänge handelsüblicher Verstärker annähernd auszusteuern.

Es empfiehlt sich nicht, die Verstärkung etwa durch Zuschalten einer weiteren Stufe noch höher zu treiben, weil sich dann das Transistorrauschen störend bemerkbar machen würde. S_{10} dient als Ausschalter für den Verstärker in Spielpausen.

Teil 2 und Schluß dieses Beitrags wird im Heft 9 veröffentlicht werden.

D. Red.

Widerstände mit vorgeschriebenem Temperaturkoeffizienten

Dr.-Ing. H. ALBRECHT

Mitteilung aus dem VEB Fernmelde-Anlagenbau Rostock

Aus einem Widerstand mit großem Temperaturkoeffizienten und Widerständen mit vernachlässigbar kleinen TK kann man durch Kombination (Parallel- und Reihenschaltungen) bestimmte andere Widerstandswerte mit gewünschtem TK herstellen.
Ein bekanntes Anwendungsbeispiel sind die temperaturabhängigen Basisspannungsteiler in Transistorschaltungen, aber auch andere Kompensations- oder Regelschaltungen usw.
In der Literatur [1] findet man verschiedene Ansätze zu diesem Problem, aber keine allgemeingültige Abgrenzung der Realisierungsmöglichkeit. Im nachfolgenden Beitrag soll am Beispiel der Heißleiterkombination eine grundsätzliche Berechnungsmethode dargestellt werden.

Für den einfachsten Fall, daß man einen Heißleiter durch eine Reihenschaltung oder eine Parallelschaltung eines Widerstandes ohne TK zu einem Gesamtwiderstand mit gewünschtem TK ergänzt, ergeben sich spezielle Bedingungen, die später als Sonderfall einer allgemeinen Beziehung erscheinen.

Es sei noch bemerkt, daß z. B. die Forderung nach einer bestimmten Abnahme/Zunahme eines Widerstandes in Ω/grd leicht an das hier gewählte Rechenschema angepaßt werden kann. Der TK wird als temperaturunabhängig und $\ll 1$ angenommen, so daß die Betrachtungen nur in Umgebung der Bezugstemperatur T_0 gelten ($T_0 \pm 20$ °C).

a) Reihenschaltung – Bild 1

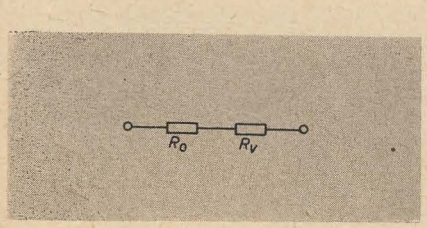


Bild 1

R_0 ≙ temperaturabhängiger Widerstand bei Bezugstemperatur T_0;
TK = α_0 bei T_0

R_V ≙ temperaturunabhängiger Vorwiderstand

R_g ≙ Gesamtwiderstand mit TK = α

Es gilt:

$$R_g = R_0 + R_V \qquad \alpha = \alpha_0 \frac{R_0}{R_0 + R_V}$$

und daraus

$$\alpha_0 \cdot R_0 = \alpha \cdot R_g \qquad R_V = R_g - R_0 \geqq 0 \qquad (1), (2)$$

Danach kann bei gewünschtem R_g und α ein passender Heißleiter ausgewählt werden.

Beispiel:

$R_g = 2$ kΩ,
$\alpha = -2\%/\text{grd} \rightarrow \alpha_0 \cdot R_0 = 40\ \Omega/\text{grd}$

Dazu paßt etwa ein Heißleiter vom Typ TNM 1,2 kΩ mit $R_0 = 1{,}2$ kΩ,

$\alpha_0 = -3{,}1\%/\text{grd} \triangleq \alpha_0 \cdot R_0 = 37\ \Omega/\text{grd}$.

Der Vorwiderstand wird $R_V = 800\ \Omega$

b) Parallelschaltung – Bild 2

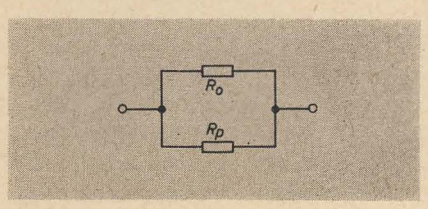


Bild 2

R_P ≙ temperaturunabhängiger Parallelwiderstand

Es gilt:

$$R_g = \frac{R_0 \cdot R_P}{R_0 + R_P} \qquad \alpha = \alpha_0 \frac{R_P}{R_P + R_0}$$

und daraus

$$\frac{R_0}{\alpha_0} = \frac{R_g}{\alpha} \qquad R_P = \frac{R_0 \cdot R_g}{R_0 - R_g} \geqq 0 \qquad (3), (4)$$

Beispiel:

Wie unter a), $R_g = 2$ kΩ,
$\alpha = -2\%/\text{grd} \rightarrow R_0/\alpha_0 = 100\ \text{k}\Omega \cdot \text{grd}$.

Dazu paßt der Typ TNM 3,9 k mit $R_0 = 3{,}9\ k\Omega$,

$\alpha_0 = -3{,}7\,\%/grd \triangleq R_0/\alpha_0 = 105\ k\Omega \cdot grd.$

Der Parallelwiderstand wird $R_p = 4{,}1\ k\Omega$. Ist der benötigte Heißleiter nicht greifbar, können innerhalb bestimmter Grenzen andere Typen verwendet werden.
Zunächst hat man in jedem Fall den gegebenen Heißleiter R_0^*, α_0^* durch eine Parallel- oder Reihenschaltung zu einem „Ersatzheißleiter" mit dem nötigen $R_0 \cdot \alpha_0$ bzw. R_0/α_0 zu ergänzen.
Es gibt also zwei Möglichkeiten.

c) Reihenparallelschaltung – Bild 3

Ergänzung des Heißleiters R_0^*, α_0^* durch eine Reihenschaltung mit R_V^*, so daß der gewünschte Wert R_0/α_0 entsteht. Dazu ist dann ein R_p parallel zu schalten.

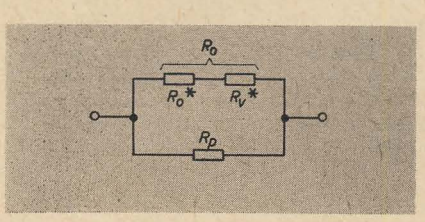


Bild 3

Es gilt:

$$R_0 = R_0^* + R_V^* \qquad \alpha_0 = \alpha_0^* \frac{R_0^*}{R_0^* + R_V^*}$$

$$\frac{R_0}{\alpha_0} = \frac{R_g}{\alpha} = \frac{(R_0^* + R_V^*)^2}{\alpha_0^* R_0^*}$$

und

$$\mathbf{R_V^* = \sqrt{\frac{R_g}{\alpha} R_0^* \cdot \alpha_0^*} - R_0^*} \qquad (5)$$

Bedingung:

$$\frac{R_0^*}{\alpha_0^*} \leqq \frac{R_g}{\alpha}$$

Außerdem ist wegen $R_g = R_0 \parallel R_p$

$$R_0 = R_0^* + R_V^* \geqq R_g$$

nötig d. h. $\sqrt{\frac{R_g}{\alpha} R_0^* \cdot \alpha_0^*} \geqq R_g$

oder $R_0^* \cdot \alpha_0^* \geqq R_g \cdot \alpha$

d) Parallelreihenschaltung – Bild 4

Der Heißleiter R_0^*, α_0^* wird durch eine Parallelschaltung von R_p^* zum Ersatzheißleiter mit dem gewünschten Wert $R_0 \cdot \alpha_0$ ergänzt. Davor ist dann ein Reihenwiderstand R_V zu schalten.

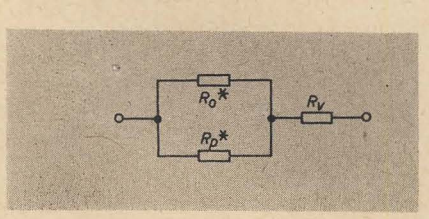


Bild 4

Es gilt:

$$R_0 = \frac{R_0^* \cdot R_p^*}{R_0^* + R_p^*} \qquad \alpha_0 = \alpha_0^* \frac{R_p^*}{R_p^* + R_0^*}$$

$$R_0 \cdot \alpha_0 = \alpha_0^* \frac{R_0^* \cdot R_p^{*2}}{(R_0^* + R_p^*)^2} = R_g \cdot \alpha$$

und

$$\mathbf{R_p^* = \frac{R_0^* \sqrt{\frac{R_g \cdot \alpha}{R_0^* \cdot \alpha_0^*}}}{1 - \sqrt{\frac{R_g \cdot \alpha}{R_0^* \cdot \alpha_0^*}}}} \qquad (6)$$

Bedingung: $R_0^* \cdot \alpha_0^* \geqq R_g \cdot \alpha$

Außerdem ist wegen $R_g = R_0 + R_V$ notwendig $R_0 = R_0^* \parallel R_p^* \leqq R_g$

d. h. $R_0^* \sqrt{\frac{R_g \cdot \alpha}{R_0^* \cdot \alpha_0^*}} \leqq R_g$

oder $\frac{R_0^*}{\alpha_0^*} \leqq \frac{R_g}{\alpha}$

Als wesentliches Ergebnis erhält man also für beide Schaltungsarten die gleichen Realisierungsbedingungen, es muß immer sowohl

$$\mathbf{R_0^* \cdot \alpha_0^* \geqq R_g \cdot \alpha} \qquad (7)$$

als auch

$$\frac{R_0^*}{\alpha_0^*} \leqq \frac{R_g}{\alpha} \qquad (8)$$

erfüllt sein.
Daraus folgt, daß stets entweder beide Schaltungsarten oder gar keine realisierbar sind (z. B. im Gegensatz zur Meinung in [1]). Wenn jedoch der genaue Kennlinienverlauf in einem größeren Temperaturintervall vorgeschrieben ist, verfährt man nach [2] oder [3].
Für das schon benutzte Zahlenbeispiel $R_g = 2\ k\Omega$, $\alpha = -2\,\%/grd$ sind demnach aus der Reihe der TNM-Widerstände folgende Typen brauchbar:

TNM	R_0^* in kΩ	$\lvert\alpha_0^*\rvert$ in %	$R_0^* \cdot \alpha_0^*$ in Ω	R_0^*/α_0^* in Ω
1,2 k	1,2	3,1	37	39 000
1,5 k	1,5	3,3	50	45 500
1,8 k	1,8	3,4	61	53 000
2,2 k	2,2	3,5	77	63 000
2,7 k	2,7	3,6	97	75 000
3,3 k	3,3	3,7	122	89 000
3,9 k	3,9	3,7	144	105 000

Andere Typen dieser Reihe sind für die gestellte Aufgabe nicht verwendbar. Man sieht, daß die einfachen Fälle nach

a) $(R_0^* \cdot \alpha_0^* = R_g \cdot \alpha;\ R_0^*/\alpha_0^* < R_g/\alpha$

und

b) $(R_0^* \cdot \alpha_0^* > R_g \cdot \alpha;\ R_0^*/\alpha_0^* = R_g/\alpha$

die Grenzen des anwendbaren Typenbereiches bilden und somit als Sonderfall der allgemeinen Dimensionierungsbedingungen erscheinen. Für die dazwischen liegenden Typen kann wahlweise die Schaltung c) oder d) aufgebaut werden.

Beispiel:

Es stehe ein Heißleiter Typ TNM 2,7 k zur Verfügung.

$R_0^* = 2{,}7\ k\Omega$, $\alpha_0 = -3{,}6\,\%/grd$,

die Gln. (7) und (8) sind erfüllt.

$R_g = 2\ k\Omega \qquad \alpha = -2\,\%/grd$

c) Nach Gl. (5) ist $R_V^* = \sqrt{10^5 \cdot 97} - 2700 = 420\ \Omega$, $R_0 = 3120\ \Omega$

und nach Gl. (4) ist $R_p = 5{,}56\ k\Omega$

d) Nach Gl. (6) ist

$$R_p^* = \frac{2700 \sqrt{\frac{40}{97}}}{1 - \sqrt{\frac{40}{97}}} = 4800\ \Omega, \quad R_c = 1730\ \Omega,$$

und nach Gl. (2) ist $R_V = 270\ \Omega$

In beiden Fällen resultiert $R_g = 2\ k\Omega$ und $\alpha = -2\,\%/grd$, wie man leicht nachprüft.

Komplizierte Schaltungen führen zu keiner Erweiterung des Realisierungsbereiches. Es gilt z. B. für die folgende Anordnung: Erweiterte Reihenparallelschaltung – Bild 5.

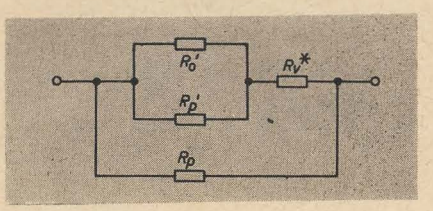


Bild 5

$$R_0^* = R_0' \parallel R_p' \qquad \alpha_0^* = \alpha_0' \frac{R_p'}{R_c' + R_p'}$$

Eingesetzt in die Bedingungen nach c) ergibt

$$\frac{R_0^*}{\alpha_0^*} = \frac{R_0'}{\alpha_0'} \leqq \frac{R_g}{\alpha}$$

und

$$R_0^* \cdot \alpha_0^* = R_0' \cdot \alpha_0' \left(\frac{R_p'}{R_p' + R_0'}\right)^2 \geqq R_g \cdot \alpha$$

Die erste Bedingung ist also mit Gl. (8) identisch, die zweite enthält gegenüber Gl. (7) einen zusätzlichen Faktor, der immer $\leqq 1$ ist. Damit ist der anwendbare Typenbereich gegenüber c) und d) kleiner geworden. Es ist also erwiesen, daß die Gln. (7) und (8) das gestellte Problem vollständig beschreiben.

Literatur

[1] Salow: Der Transistor. Springer-Verlag (1963), S. 341

[2] Banik, A.: Dimensionierung von Heißleiter-Widerstandskombinationen. radio und fernsehen 10 (1961), H. 10, S. 306 u. 307

[3] Rusche, Wagner, Weitzsch: Flächentransistoren. Springer-Verlag (1961), S. 138

Halbleiterzerhacker für kleine Spannungen

In funktechnischen, automatischen und meßtechnischen Geräten ist es oft notwendig, eine sich langsam ändernde Eingangsspannung in eine Wechselspannung umzuwandeln. Dabei soll die Amplitude der Wechselspannung proportional der Größe der Eingangsspannung sein, und bei Veränderung der Polarität soll sich die Phase um 180° ändern.

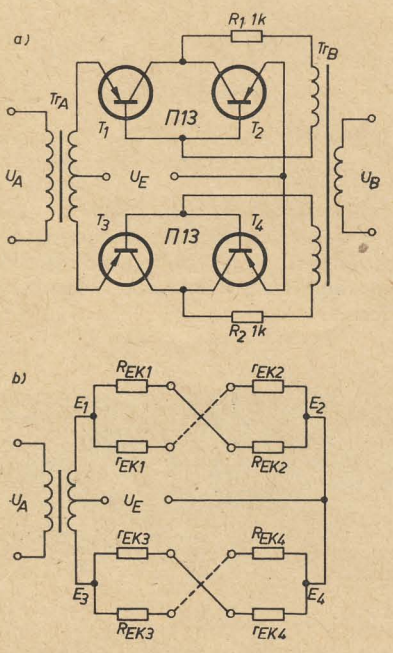


Bild 1: Gegentaktzerhacker, a) Prinzipschaltbild, b) Ersatzschaltbild

Zu diesem Zweck wird die im Bild 1a dargestellte Schaltung eines Zerhackers mit Halbleitertrioden vorgeschlagen.

In Abhängigkeit von der Polarität der Bezugswechselspannung (Steuerspannung), die an den Kollektorübergang angelegt wird, ändert sich der Widerstand der Strecke Emitter-Kollektor sprunghaft von einem sehr großen Wert – R_{EK} (bei einem negativen Potential am Kollektor gegenüber der Basis) auf einen sehr niedrigen – r_{EK} (bei einem positiven Kollektorpotential).

Im Ersatzschaltbild Bild 1b ist jeder Transistor in Form von abwechselnd eingeschalteten Widerständen R_{EK} oder r_{EK} dargestellt. Die Schalter, die durch ausgezogene und gestrichelte Linien im Ersatzschaltbild gekennzeichnet sind, imitieren die Wirkung der Bezugsspannung auf die Transistoren.

Somit ist in dem betrachteten Gegentaktzerhacker bei einer bestimmten Polarität der Bezugsspannung U_B einer der beiden Zweige praktisch kurzgeschlossen und der andere geöffnet. Mit anderen Worten, die Schaltung besteht aus zwei nacheinander sich öffnenden und schließenden „Schaltern".

Damit entsteht an der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators Tr_A eine Wechselspannung, deren Amplitude von der Eingangsspannung abhängig ist und deren Phase sich bei Änderung der Polarität der Eingangsspannung um 180° verschiebt.

Zur Verbesserung der Charakteristika und Eigenschaften des Zerhackers (insbesondere zur Verringerung des Einflusses der Nichtlinearität der abwechselnd eingeschalteten Transistoren) werden in jedem Zweig zwei Transistoren benutzt. Eine solche Doppeltriodenschaltung verbessert nicht nur die Symmetrie der Strom-Spannungskennlinie, sondern gewährleistet auch eine wesentlich größere Nennsperrspannung und eine Verringerung des Störsignals.

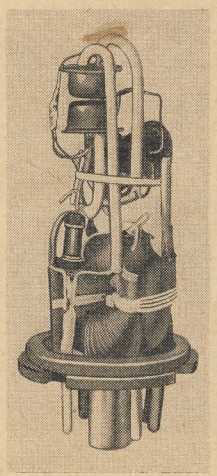


Bild 2: Die äußere Form des transistorisierten Spannungszerhackers

Bild 3: Die Charakteristika des Zerhackers. a) ohne Ausgangskapazität, b) mit einer zusätzlichen Ausgangskapazität von 0,01 μF

Durch die Anwendung von Kleinstbauelementen konnte der Zerhacker in dem Metallkolben einer Röhre, deren Sockel als Anschlüsse benutzt wurde, montiert werden (Bild 2).

Die Primärwicklung des Transformators Tr_B wird an den Heizkreis des Hauptgerätes (z. B. des Verstärkers eines automatischen Potentiometers) mit einer 6,3-V-Spannung (50 Hz) angeschlossen. In jeder der beiden Sekundärwicklungen wird dabei eine Spannung von 1,5 V induziert. Der Magnetleiter des Transformators hat die Form eines Ringes, dessen Außendurchmesser 13 mm und dessen Innendurchmesser 5 mm groß ist. Die Anzahl der Windungen der Primärwicklung beträgt 760 und die der Sekundärwicklungen jeweils 200. Alle Wicklungen sind mit einem 0,07 mm seidenisolierten Draht ausgeführt.

Die Widerstände R_1 und R_2 dienen zur Begrenzung der Basisströme. Durch ihre Auswahl wird für die Transistoren, die als Schalttransistoren arbeiten sollen, der optimale Arbeitspunkt bestimmt.

Als Ausgangstransformator Tr_A wird der Typentransformator des Verstärkers YM-109-P benutzt.

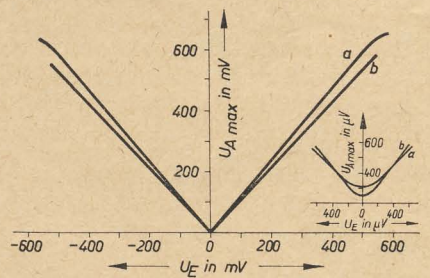
Im Bild 3 ist die Charakteristik des beschriebenen Zerhackers dargestellt. Der Anfangsbereich dieser Charakteristik ist im rechten Teil des Bildes in einem größeren Maßstab wiedergegeben.

Anhand dieser Charakteristika kann der lineare Übertragungsbereich, der Fehler der linearen Übertragung im geforderten Bereich, die Empfindlichkeitsschwelle (Störsignalpegel), der Symmetriegrad der Schaltung, die Empfindlichkeit (Steilheit der Charakteristik) und der Übertragungsfaktor

$$K = \frac{U_{A\,max}}{U_E}$$

bestimmt werden.

Die Untersuchungen zeigten, daß der lineare Teil der Zerhackercharakteristik praktisch bis 500···600 mV reicht, daß dabei der Übertragungsfaktor ungefähr 1,1



ist (wahrscheinlich durch Resonanzerscheinungen in der Primärwicklung des Transformators bedingt) und daß die Empfindlichkeitsschwelle bei 50···100 μV liegt.

Der Störsignalpegel hängt sehr stark vom Innenwiderstand der Gleichspannungsquelle ab. Für die Mehrheit der erprobten Muster beträgt der optimale Innenwiderstand (Minimum des Störsignals) 200 Ω. Durch Einschalten einer Kapazität von 0,01 μF am Ausgang des Zerhackers wird die Amplitude des Störsignals auf das 2- bis 2,5fache verringert.

Es zeigte sich, daß Bezugsspannungsschwankungen von ± 50% und Frequenzschwankungen von 40 bis 100 Hz praktisch keinen Einfluß auf die Zerhackercharakteristik haben.

Rüttel- und Stoßbeanspruchungen mit einer Beschleunigung von 10 g haben keinen bemerkenswerten Einfluß auf das Ausgangssignal. Die Untersuchungen über eine weitere Erniedrigung des Störsignalpegels zeigten, daß es dafür zweckmäßig ist, Kompensationsprinzipien anzuwenden. Im Bild 4 ist ein Einwegzerhacker in Kompensationsschaltung dargestellt.

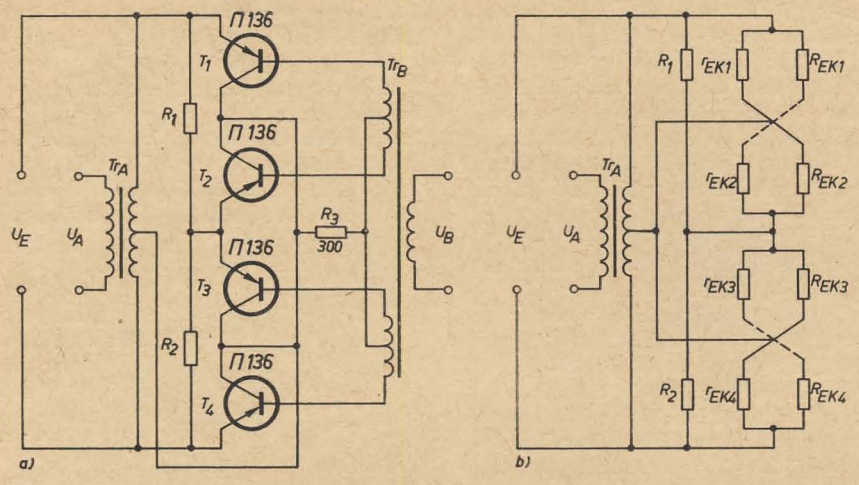


Bild 4: Transistorisierter Einweg-Spannungszerhacker in Kompensationsschaltung. a) Prinzipschaltbild, b) Ersatzschaltbild. R_1 und R_2 werden zwischen 50 und 2000 Ω gewählt

Die Kompensation wird dadurch erreicht, daß die Störströme (Ströme, die durch die Wirkung der Basis auf die Emitter-Kollektorleitung entstehen, und Nullströme der pn-Übergänge) in entgegengesetzten Richtungen fließen. Durch entsprechende Auswahl der Widerstände R_1 und R_2 und bei $R_1 + R_2 = R_{W_1\,TrA}$ (wobei $R_{W_1\,TrA}$ der ohmsche Widerstand der Primärwicklung des Ausgangstransformators ist) wird das Störsignal auf 20···30 μV verringert. Die Empfindlichkeitsschwelle beträgt dabei 5···10 μV.

Diese Gleichspannungszerhacker zeichnen sich durch die einfache Fertigung, die Betriebszuverlässigkeit, die Stabilität der Parameter und dadurch aus, daß eine exakte Auslese der Transistoren nicht erforderlich ist. *Bahmann*

Aus „Transistorisierte funktechnische Geräte" Heft 35-63-757/9, S. 10–15

Ein Abtastzusatzgerät mit Halbleiterbauelementen für den Oszillografen 30-58

In Verbindung mit der HF-Rechentechnik haben oszillografische Methoden zur Registrierung schneller elektrischer Vorgänge eine sehr große Bedeutung. Bei der Anwendung der herkömmlichen Methoden des Oszillografierens werden bei der Betrachtung von Impulsen, die eine Breite von einigen Nanosekunden haben, an den Oszillografen spezielle Forderungen gestellt:

1. eine hohe Kippgeschwindigkeit (bis zu 10^9 cm/s)
2. Verwendung von HF-Elektronenstrahlröhren, die in der Regel eine geringe Empfindlichkeit haben. Das erfordert die Anwendung von Verstärkern mit großem Verstärkungsfaktor und großer Bandbreite (einige hundert MHz).

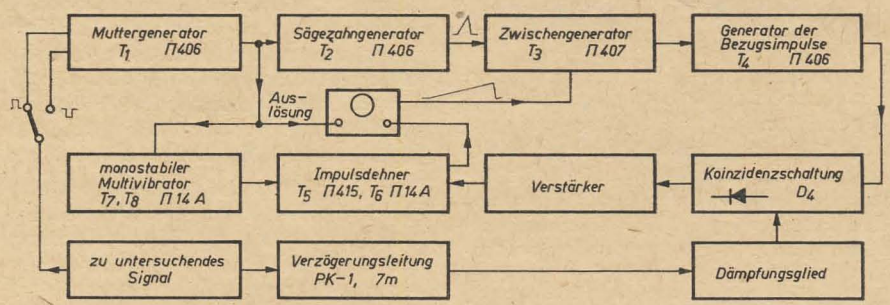


Bild 1: Blockschaltbild des Abtastzusatzgerätes

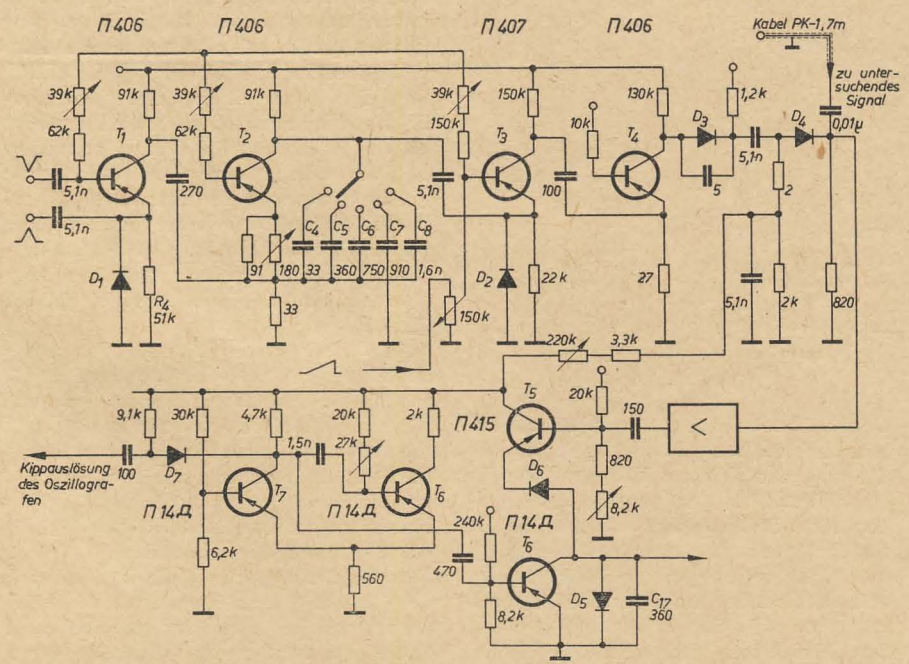


Bild 2: Prinzipschaltbild des Zusatzgerätes

Die Entwicklung solcher Oszillografen bereitet Schwierigkeiten. Deshalb finden Abtastoszillografen (Sampling) gegenwärtig eine starke Verbreitung. Das Prinzip des Abtastoszillografen beruht auf der zeitlichen Zerlegung des zu untersuchenden Impulses, wobei eine periodische Impulsfolge Voraussetzung ist.

Im folgenden wird ein Abtastzusatzgerät mit Halbleiterbauelementen für einen NF-Oszillografen beschrieben.

Das Blockschaltbild des Abtastzusatzgerätes ist im Bild 1 und das Prinzipschaltbild im Bild 2 dargestellt.

Das zu untersuchende Signal wird auf den Muttergenerator, der vom Transistor T_1 gebildet wird, gegeben. Die Auslösung des Muttergenerators kann durch positive Impulse in der Emitterleitung oder durch negative in der Basisleitung erfolgen. Zur Vergrößerung des emitterseitigen Eingangswiderstandes ist eine Parallelschaltung der Diode D_1 und des großen Widerstandes R_4 vorgesehen.

Der Muttergenerator löst den Sägezahngenerator (T_2) aus. Die Kippgeschwindigkeit des Sägezahngenerators kann durch Umschalten der Kapazitäten C_4 bis C_8 reguliert werden. Die entstandene Sägezahnspannung wird an den Emitter des Zwischengenerators (T_3) angelegt. Auf die Basis des Transistors T_3 wird die Kippspannung des NF-Oszillografen gegeben. Der Zwischengenerator formiert zum Zeitpunkt des Überschneidens dieser beiden

Sägezahnspannungen einen Impuls, der den Generator der Bezugsimpulse auslöst. Der Zwischengenerator ist eine Trennstufe, die eine Verschlechterung der Linearität der Sägezahnspannungen, hervorgerufen durch den niedrigen Eingangswiderstand des Generators der Bezugsimpulse, verhindert.

An der Diode D_4 werden die Bezugsimpulse durch das zu untersuchende Signal amplitudenmoduliert.

Die modulierten Bezugsimpulse werden dann auf den Impulsdehner (T_5, T_6) gegeben. Vorher erfolgt eine Verstärkung (Verstärker YP-2), da zum Öffnen des Transistors T_5 die Impulsamplitude nicht kleiner als 4 V sein darf.

Der vom Verstärker kommende Impuls öffnet den Transistor T_5 und lädt den Kondensator C_{17} auf. Der Kondensator bleibt solange aufgeladen, bis sich der Transistor T_6, der durch den monostabilen Multivibrator (T_7, T_8) gesteuert wird, öffnet. Die am Kondensator C_{17} entstehenden gedehnten Impulse werden auf den Verstärkereingang des Oszillografen Э0-58 gegeben. Für alle Transistoren der einzelnen Stufen, außer des Impulsdehners und des monostabilen Multivibrators, werden Arbeitspunkte gewählt, die eine lawinenartige Vermehrung der Ladungsträger gewährleisten.

An den Generator der Bezugsimpulse werden folgende Forderungen gestellt:

1. minimale Impulsbreite (die Breite der Bezugsimpulse bestimmt die Auflösungsfähigkeit des Abtastoszillografen)
2. hohe Schaltfrequenz des Generators
3. genügende Stabilität der Impulsamplitude und -breite (eine Fluktuation dieser Größen wäre eine zusätzliche Störquelle)
4. hohe Auslöseempfindlichkeit des Generators
5. Erzeugung einer für den zuverlässigen Betrieb der Koinzidenzschaltung notwendigen Impulsamplitude

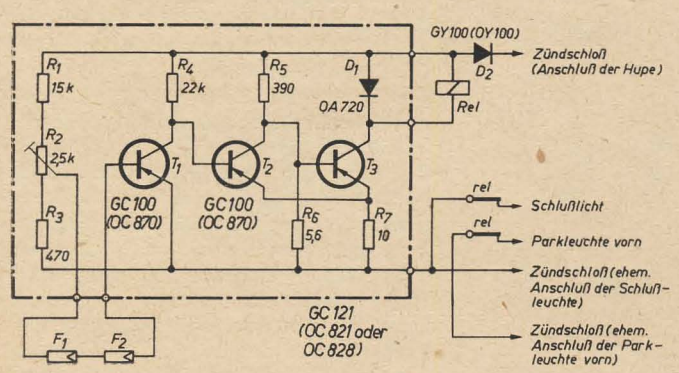
Das Zusatzgerät hat folgende technische Parameter:

1. Mit Hilfe des Zusatzgerätes kann in Verbindung mit einem NF-Oszillografen die Breite von kurzen Impulsen beider Polaritäten und deren Amplitude gemessen werden.
2. Die maximale Frequenz des verzerrungsfrei dargestellten Signals ist 100 MHz. Es können Flanken mit einer Dauer von 4···5 ns und größer betrachtet werden.
3. Die Meßgenauigkeit beträgt 1 ns; die minimale Signalamplitude 1 V; die maximale Folgefrequenz – 50 kHz.
4. Die Leistungsaufnahme des Zusatzgerätes ist nicht größer als 3 W.

Aus „Transistorisierte funktechnische Geräte" Heft 35-63-757/9, S. 28–32

Automatische Parkleuchte

Die nachfolgend beschriebene automatische Parkleuchte kann in Kraftfahrzeugen zur automatischen Einschaltung des Parklichtes bei einbrechender Dunkelheit verwendet werden. Es bestehen selbstverständlich auch andere Verwendungsmöglichkeiten, z. B. als automatische Einschaltung irgendwelcher Zusatzbeleuchtungen. Der Zweck dieses Dämmerungsschalters besteht darin, bei Erreichen einer bestimmten Helligkeit bzw. Dunkelheit Schaltaufgaben elektrischer Art zu lösen.



Schaltung des Dämmerungsschalters (R_6 beträgt 5,6 kΩ)

Schaltung

Der Transistor T_1 hat die Aufgabe, das von den beiden in Reihe geschalteten Fotoelementen F_1 und F_2 gelieferte elektrische Signal zu verstärken. Dadurch wird der Schwellwert eines nachgeschalteten Schmidt-Triggers mit den Transistoren T_2 und T_3 überschritten und dieser zum Kippen veranlaßt. Mit dem Regler R_2 wird die Spannung zum Ansteuern des Triggers über T_1 voreingestellt. Durch diesen Regler läßt sich also bei unterschiedlicher Helligkeit der Zeitpunkt zur Einschaltung des Parklichts bestimmen. Der Kollektorwiderstand R_5 muß je nach verwendetem Transistor variiert werden, er kann zwischen 330 und 560 Ω liegen. Als Kollektorwiderstand des Transistors T_3 wird ein mit einer Germaniumdiode parallelgeschaltetes Relais benutzt, durch dessen Spule je nach Stellung des Triggers Strom oder kein Strom fließt. Die Kontakte des Relais stehen für Schaltaufgaben elektrischer Art zur Verfügung. Der Strom bei Helligkeit, d. h. bei angezogenem Relais beträgt etwa 50 bis 60 mA bei einer Betriebsspannung von 6 V. Der Ruhestrom, also bei Dunkelheit bzw. abgefallenem Relais, liegt bei etwa 10 bis 15 mA.

Hinweise

Da es vorkommen könnte, daß bei ausreichender Helligkeit schon mit Standlicht gefahren werden soll, ist durch eine besondere Schaltungsart dafür Sorge getragen, daß die automatische Parkleuchte nur bei ausgeschalteter Zündung und vorgewähltem Parklicht in Betrieb sein kann.

Einer Zerstörung des Dämmerungsschalters durch die umgekehrt anliegende Batteriespannung (bei Parklicht mit Zündung) wird durch die Germaniumdiode D_2 vorgebeugt.

Als Fotozellen wurden besonders präparierte alte Selenzellen benutzt, die so angebracht sein müssen, daß das Tageslicht ungehindert einfallen kann. Diese alten Platten werden mit etwas Aceton beiderseitig vom Lack befreit. Anschließend hält man die Platten mit der Selenschicht nach oben so lange auf einen heißen Lötkolben, bis das aufgedampfte Zinn zu schmelzen beginnt. Dieses wird dann schnell mit einem Lappen abgewischt. Es ist darauf zu achten, daß das Selen (Schmelzpunkt nur wenig höher als Zinn) nicht mit abgewischt wird. Die Platte muß möglichst zinnfrei sein. Die Plattengröße beträgt 23 × 23 mm.

Beim Anordnen der Fotozellen ist darauf zu achten, daß das Scheinwerferlicht der von hinten oder vorn sich dem Fahrzeug nähernden anderen Fahrzeuge nicht auf die Fotozellen fallen kann, da das ein Erlöschen des Parklichts zur Folge haben kann.

Im Mustergerät wurde ein 6-V-Relais 120 Ω der Stuhrmann KG verwendet.

Die Verbindung der Fotoelemente mit dem Gerät wurde über Steckerkontakte hergestellt. Die Schaltung arbeitete bei Batteriespannungen von 4,8 bis 6,4 V und bei jeder Witterung zuverlässig. *P. Rodig*

Hinweise für den Betrieb von Kaltkatoden-Relaisröhren in Verbindung mit elektromechanischen Relais

Ing. WINFRIED MÜLLER

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Kaltkatoden-Relaisröhren erschließen neue Anwendungsgebiete, eine Tatsache, die sich in der Vielfalt der Typen und der hohen Stückzahl/Typ bei allen einschlägigen Herstellern dieser Röhren ausdrückt. In Erkenntnis dieser Fakten hat der VEB Werk für Fernsehelektronik gleichfalls der Geräteindustrie rechtzeitig ein umfangreiches Röhrenprogramm zur Verfügung gestellt. Im Gegensatz zur breiten Anwendung, die die Röhren im westlichen Ausland finden, ist die Bedeutung dieser Bauelemente in der DDR jedoch erst in geringem Maße erkannt worden. Dies verhinderte bisher den in allen Bereichen der industriellen Elektronik möglichen Einsatz dieser Röhren in dem erwarteten Umfang. Im folgenden Beitrag werden daher bestimmte Kenndaten, Applikationshinweise und Schaltungen veröffentlicht, die als Anregung dienen und auf Anwendungsmöglichkeiten aufmerksam machen sollen.

Seitdem Kaltkatoden-Relaisröhren auf dem Markt erschienen sind, haben sie sich neben den Vakuumröhren, Thyratrons und Halbleiterbauelementen einen festen Platz in der industriellen Elektronik gesichert.
Dieser Röhrentyp wird dort vorteilhaft eingesetzt, wo hohe Betriebssicherheit durch einfache und billige Schaltungen erreicht werden soll.
Weitere Vorteile dieser Röhren, wie große Temperaturunempfindlichkeit und Robustheit, machen sie auch für den Einsatz in rauherem Betrieb geeignet.
Vom Anwendungszweck her können diese Röhren in folgende zwei Gruppen eingeteilt werden

Röhren für Gleichspannungsbetrieb
Röhren für Wechselspannungsbetrieb

Entsprechend den beiden Röhrengruppen sind bei der Verwendung von Relais unterschiedliche Gesichtspunkte zu beachten.

Gleichspannungsbetrieb

Für den Betrieb an Gleichspannungen stehen zur Zeit die Kaltkatoden-Relaisröhren Z660W, Z860X, Z863X und Z862E zur Verfügung. Mit Ausnahme der Z863X, die im II. Quadranten gezündet wird, verlangen die übrigen Röhren positive Zündspannungen. Die hier interessierenden technischen Daten dieser Typen sind in der Tabelle 1 zusammengestellt.
Die Katodenströme dieser Röhren sind maximal für 12 bis 40 mA ausgelegt. Sie stehen folglich auch zur Erregung der Relais zur Verfügung.

Bei der Auslegung der Schaltung ist grundsätzlich darauf zu achten, daß innerhalb der zulässigen Betriebsspannungsschwankungen der durch die Röhre fließende Strom innerhalb der Grenzwerte bleibt.
Bei einem sich bei Unterspannung einstellenden minimalen Katodenstrom muß das Relais durch diesen noch sicher zum Ansprechen gebracht werden. Das setzt voraus, daß der Ansprechstrom des Relais noch unter dem Wert des minimal zulässigen Katodenstromes der Röhre liegen sollte.
Der sich bei Überspannung erhöhende Katodenstrom darf im Grenzfall zu keiner Überlastung bzw. unzulässigen Erwärmung der Wicklung führen.
Die Wahl der Relais richtet sich folglich in erster Linie nach den Daten der jeweiligen Kaltkatoden-Relaisröhre und der zu verwendenden Betriebsspannung (Tabelle 1). Damit ist dann auch der erforderliche Wicklungswiderstand der Relaisspule in bestimmten Grenzen festgelegt.
Ausgehend von mittleren Betriebsdaten der Röhre ergeben sich die nach Bild 1 in der Tabelle 2 als Richtwerte ermittelten Wicklungs- bzw. Arbeitswiderstände der Relais. Zur schnelleren Information dient die Kurve im Bild 2. Aus ihr können bei verschiedenen Betriebsspannungen die Wicklungswiderstände unter Berücksichtigung des Röhrenstromes entnommen werden.
Unter Berücksichtigung zulässiger Betriebsspannungsschwankungen soll der Wicklungswiderstand zwischen folgenden Grenzen liegen

$$\frac{U_{b\,min} - U_{Ba}}{I_{K\,min}} > R_{Rel} > \frac{U_{b\,max} - U_{Ba}}{I_{K\,max}}$$

Es bedeuten: U_b = Betriebsspannung
U_{Ba} = Brennspannung
I_K = Katodenstrom
R_{Rel} = Wicklungswiderstand der Relaisspule

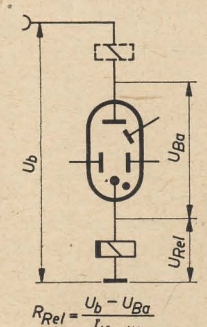


Bild 1: Spannungsverhältnisse in einer Schaltung mit Kaltkatoden-Relaisröhre und Relais

Tabelle 2: Betriebswerte für Kaltkatoden-Relaisröhren in Verbindung mit elektromechanischen Relais bei Gleichspannungsbetrieb

Typ	U_b	$I_{k\,mitt}$	Relaiswiderstand
Z 660 W	220 V	8 mA	13 kΩ
Z 860 X	220 V	20 mA	5,5 kΩ
Z 862 E	220 V	10···15 mA	≈ 7,5 kΩ
Z 863 X	220 V	20 mA	5,5 kΩ

Tabelle 1: Wichtige technische Daten von Kaltkatoden-Relaisröhren

Gleichspannungsbetrieb				Wechselspannungsbetrieb			
Typ	$U_{b\,min} - U_{b\,max}$	$I_{k\,min} - I_{k\,max}$	U_{Ba}	Typ	$U_{b\,eff\,min} - U_{b\,eff\,max}$	$I_{k\,min} - I_{k\,max}$	U_{Ba}
Z 660 W	180–270 V	5–12 mA	115 V	Z 661 W	180–250 V	4– 8 mA	115 V
Z 860 X	180–270 V	10–40 mA	110 V		(250–350 V)[1]	(4–12 mA)[1]	
Z 862 E	180–260 V	8–25 mA	108 V	Z 861 X	180–250 V	10–25 mA	110 V
Z 863 X	180–270 V	10–40 mA	110 V		(250–350 V)[1]	(20–40 mA)[1]	

[1]) Gleichspannungsbetrieb

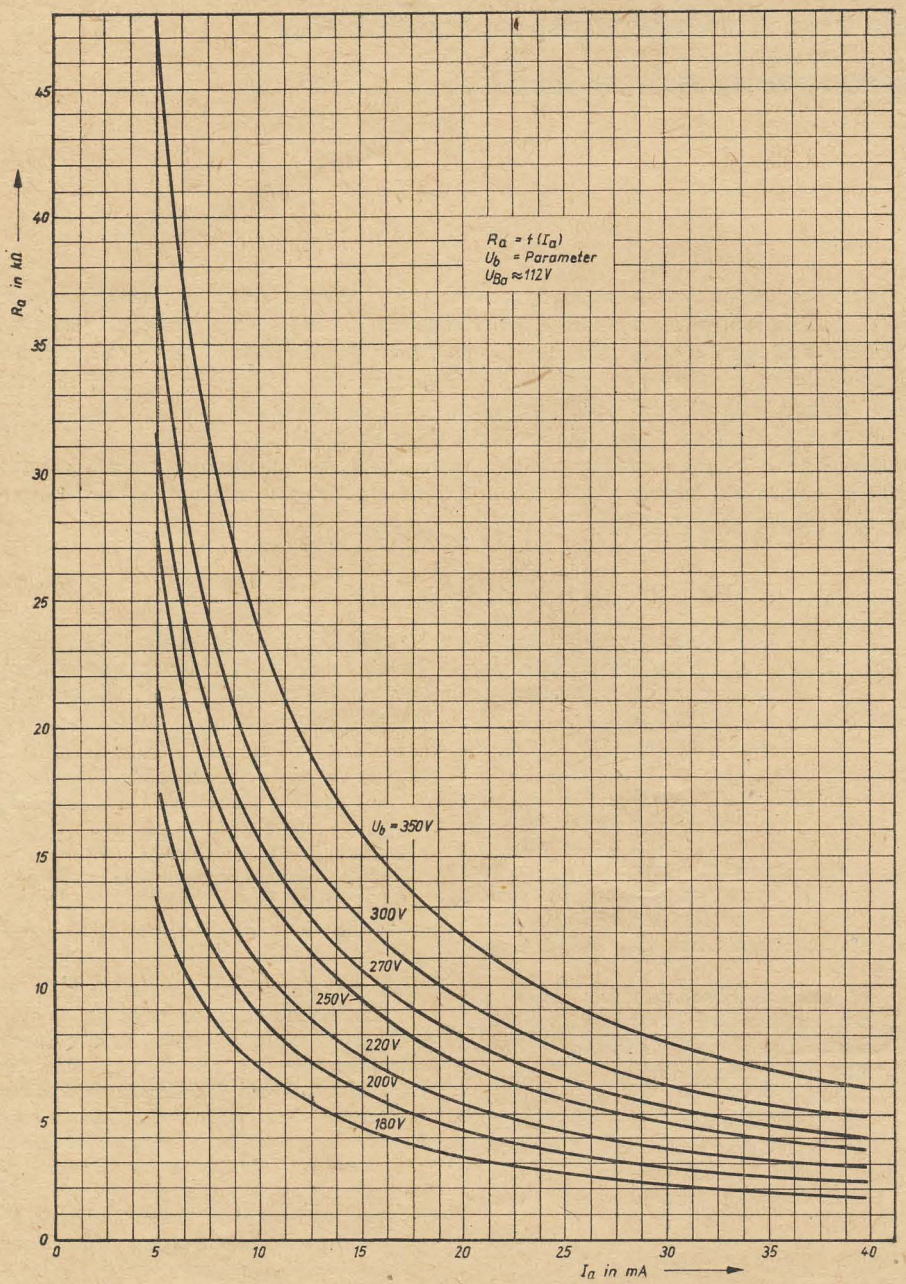


Bild 2: Kurvenschar zur Ermittlung von Arbeitswiderständen für verschiedene Betriebsspannungen (Gleichspannungsbetrieb)

duzierten Spannungsspitzen zur Vermeidung eventueller Rückzündungen zu dämpfen oder zu unterdrücken. Dies kann einmal erreicht werden durch die Konstruktion des Relais selbst – es handelt sich dann um Relais mit Kurzschlußzylinder

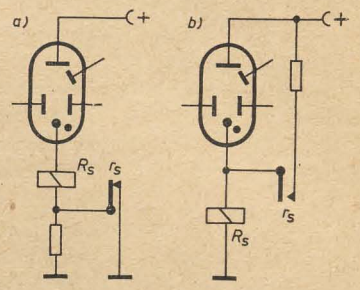


Bild 3: Schaltungsvarianten bei Verwendung von elektromechanischem Relais mit großer Anzugsleistung

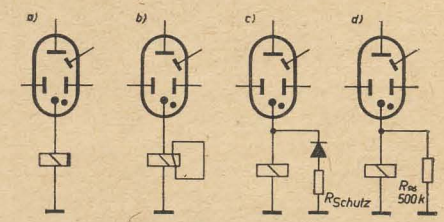


Bild 4: Dämpfung induktiver Spannungsspitzen bei Gleichspannungsbetrieb. Abfallverzögerung bei Relais für Wechselspannungsbetrieb

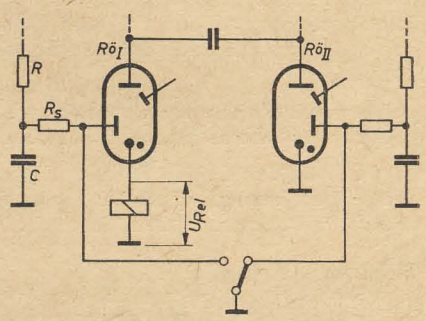


Bild 5: Multivibrator (unzulässige Schaltung)

Beispiel: Z 660 W

$U_b = 220\,V \pm 10\%$, $I_{K\,min-max} = 5-12\,mA$, $U_{Ba} = 115\,V$

$$\frac{200-115}{5\cdot10^{-3}} > R_{Rel} > \frac{240-115}{12\cdot10^{-3}}$$

$$17\,k\Omega > R_{Rel} > 10{,}4\,k\Omega$$

Es ist sinnvoll, einen gängigen, zwischen diesen Grenzen liegenden Relaiswiderstand so auszuwählen, daß sich ein durch die Röhre fließender mittlerer Strom einstellt und die Röhre nur mäßig belastet wird.

Spannungsmäßig handelt es sich im allgemeinen um Relais, die für etwa 110 V Gleichspannung ausgelegt sind. Die Differenz zur Betriebsspannung U_b wird durch die Brennspannung U_{Ba} der Röhre aufgebracht.

Für Anwendungsfälle, in denen auf Relais zurückgegriffen werden muß, deren Haltestrom wohl im Bereich des zulässigen Röhrenstroms liegt, aber deren Anzugsstrom den maximal zulässigen Katodenstrom $I_{K\,max}$ kurzzeitig überschreitet, sei der Vollständigkeit halber auf folgende schaltungstechnische Lösung des Problems nach Bild 3a hingewiesen. Eine andere Möglichkeit bietet sich durch die Schaltung Bild 3b. Hier hält sich das Relais über R selbst, und die Röhre verlöscht erst, wenn der an R entstehende Spannungsabfall unter der Brennspannung liegt.

Da nicht in allen Fällen passende Relais zur Verfügung stehen, müssen diese gegebenenfalls durch Parallel- bzw. Reihenwiderstände dem mittleren Röhrenstrom angepaßt werden. Im allgemeinen ist es gleichgültig, ob das Relais im Anoden- oder Katodenkreis eingeschaltet wird.

In beiden Fällen empfiehlt es sich, die im Abschaltmoment in der Relaiswicklung induzierte Spannungsspitze durch Kurzschlußwindungen aus Kupfer (Bild 4a) oder Kurzschlußwicklung (Bild 4b) – zum anderen auch durch Parallelschalten von Gleichrichtern oder Widerständen zum Relais (Bilder 4c und 4d).

Es sei auf folgende Schaltungsmöglichkeit (Bild 5) hingewiesen, die häufig in Zeitgebern zu finden ist und die zur Zerstörung der Röhre führen kann, da die Betriebsdaten der Röhre nicht berücksichtigt wurden. In dieser Schaltung wird Röhre I bevorzugt zünden, da der Starter von Röhre II über den Relaiskontakt an Masse liegt. Durch die stromführende Röhre I wird nunmehr der Starter dieser Röhre an Masse gelegt. Die Katode (Rö I) ist um den Spannungsabfall am Relais positiver als der an Masse liegende Starter. Durch den zwischen Starter und Anode entstandenen Potentialunterschied (gegenüber dem zwischen Katode – Anode herrschenden) wird ein großer Teil der Entladung vom

Starter aufgebracht. Für die Röhre liegt hier der unzulässige Betrieb im II. Quadranten vor, der in kurzer Zeit die Funktion der Röhre beeinträchtigt. Er kann in diesem speziellen Anwendungsfall nur umgangen werden, wenn das Relais in der Anodenzuleitung eingeschaltet wird.

Wechselspannungsbetrieb

Kaltkatoden-Relaisröhren für Wechselspannung lassen sich, wo es die Sicherheitsvorschriften erlauben, direkt am 220-V-Wechselstromnetz betreiben. Der Renntrafo entfällt dann, wodurch einfache und billige Schaltungen möglich sind. Vornehmlich für Wechselspannungsbetrieb sind die Typen Z 661 X und Z 861 X gedacht.

Diese Röhren sind für den Betrieb im I. Quadranten vorgesehen und dürfen demnach nur dann zünden und Strom führen, wenn an der Anode, am Starter oder an der Hilfselektrode eine positive Spannung anliegt. Bei Wechselspannungsansteuerung müssen die Spannungen an den Elektroden in Phase liegen.

Nach Unterschreiten der Brennspannung, während der Zeit der negativen Halbwelle und bis zum Erreichen eines bestimmten Momentanwertes (Zündpunkt) der folgenden positiven Halbwelle, bleibt die Röhre verloschen; es findet kein Stromdurchgang statt.

Da die Röhre nur während der positiven Halbwelle Strom führt, entsteht ein pulsierender Gleichstrom, mit dem unter bestimmten Voraussetzungen auch Gleichstromrelais betrieben werden können.

Damit diese während der stromlosen Zeit nicht abfallen und „schwirren", müssen geeignete Maßnahmen getroffen werden. Die gewünschte Abfallverzögerung sollte mindestens $\geqq 20$ ms betragen.

Durch die Art der Abfallverzögerung unterscheiden sich diese in solche, die zum Bestandteil der Konstruktion des Relais gehören und in solche, die durch äußere Schaltungsmaßnahmen erreicht werden.

Die verschiedenen Möglichkeiten sind nachstehend aufgeführt:

1. Verwendung von Relais, auf deren Kern ein Kupferrohr als Kurzschlußzylinder aufgeschoben ist, bzw. Verwendung ausgesprochener Wechselspannungsrelais mit lamellierten Kernen und Kurzschlußring (Bilder 4a und 7).
2. Verwendung von Relais, die mit einer separaten Dämpfungswicklung versehen sind (Bild 4b).
3. Parallelschaltung eines Gleichrichters zum Relais, analog Bild 4c.
4. Parallelschaltung einer Serienkombination, bestehend aus Kondensator und Widerstand, zum Relais.
5. Thermorelais.

Folgende Gesichtspunkte sind zu den einzelnen Punkten zu berücksichtigen:

1. Relais mit Kurzschlußwicklungen, die etwa 30 bis 35% des gesamten Wickelraumes beanspruchen, stellen die günstigste Lösung bezüglich Aufwand und Vermeidung zusätzlicher Schaltmittel dar. Die Kurzschlußwicklung besteht aus etwa vier Lagen CuL 0,4···0,6 ∅. Ihr ohmscher Wicklungswiderstand soll bei Verwendung der Röhre Z 661 W $\approx$ 8 kΩ und für den Typ Z 861 X $\approx$ 1,5 kΩ betragen.
2. Relaiskonstruktionen mit Cu- bzw. Kurzschluß-Dämpfungszylinder (Bild 7) entsprechen der Wirkungsweise der unter Punkt 1 besprochenen Form.
3. Die Verwendung von Gleichrichtern als Abfallverzögerung führt bei ausgesprochenen Gleichstromrelais bedingt zu zufriedenstellenden Lösungen. In Verbindung mit Wechselstromrelais, wie z. B. den Typen RH 91, RH 94, verhindert ein parallelgeschalteter Gleichrichter einwandfrei jegliches Schwirren.
   Bei Verwendung von Halbleitergleichrichtern ist zu beachten, daß diese Bauelemente sehr empfindlich gegen Überspannungen in Form von Induktionsspannungsspitzen sind und leicht zerstört werden können. Im Falle eines Kurzschlusses im Gleichrichter führt dieser unweigerlich auch zur Zerstörung der KK-Röhre, wenn nicht in Serie zum Gleichrichter ein strombegrenzender Schutzwiderstand eingefügt wird. Als Selengleichrichter empfehlen sich Typen, die für 250 V/30 mA ausgelegt sind. Bei der Auswahl von Halbleitergleichrichtern kommen beispielsweise folgende Typen in Frage: 35···37 NP 75 (Tesla), GY 118 (HWF), OA 905 (WF).

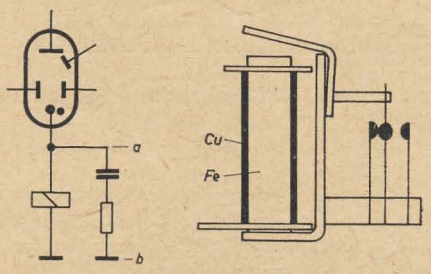


Bild 6 (links): Abfallverzögerung durch RC-Glied
Bild 7 (rechts): Prinzipaufbau eines Relais mit Dämpfungszylinder

4. Eine RC-Serienkombination parallel zum Relais (Bild 6) ermöglicht die Verwendung von Gleichstromrelais in Wechselstromschaltungen und verbessert bei Verwendung dieser Kombination im Katodenkreis außerdem das Zündverhalten der Röhre bei sich langsam ändernder Steuerspannung (Intervallsteuerung). Die günstigste Kapazität für C wurde mit Werten von etwa 1 bis 4 μF ermittelt. Wobei dieser Wert wiederum von der mechanischen Rückstellkraft, der Kontaktlast und der Reibung abhängig ist.
   Eine in jeder Hinsicht günstige Dimensionierung ist kaum möglich.

Der am Relais oszillografierte Spannungsverlauf (Bild 8a) macht deutlich, daß während der Sperrphase der Röhre durch große Kapazitäten ein positiver Spannungsanteil von etwa 25 V erhalten bleibt. Das Potential zwischen Anode und Katode erhöht sich um diesen Betrag, und es kann dadurch leicht zu Rückzündungen in der Röhre kommen.

Ausgelöst werden, wie bereits angedeutet, Rückzündungen (Bild 9) durch die in der Sperrphase an der Anode liegende negative Spannung (Relais im Anodenkreis). Sie setzt sich aus der negativen Halbwelle und der noch im Kondensator wirksamen Ladung zusammen.

Ähnlich verhält es sich bei der Verwendung des Relaiskreises im Katodenzweig. Die hier noch an der Relaiskombination und Katode vorhandene positive Spannung führt wie im vorliegenden Betriebsfall zu einer unter Umständen unzulässig

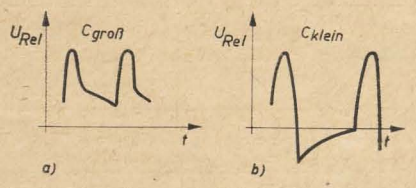
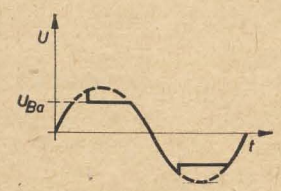


Bild 8: Spannungsverlauf zwischen den Punkten a und b im Bild 6

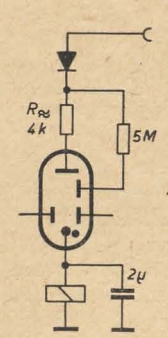
Bild 9: Spannungsverlauf zwischen Katoden–Anode bei auftretender Rückzündung



hohen Spannung zwischen Anode und Katode mit deren unerwünschten Folgen. Kleine Kapazitäten haben einen negativen Spannungsverlauf (Bild 8b) zur Folge und vermeiden die erwähnten Nachteile. Häufig reicht aber dann die aufgebrachte Halteenergie nicht mehr aus, Relais mit größerer Kontaktlast zu betreiben.

Die Ausbildung eines negativen Spannungsverlaufs bringt einen angenehmen Vorteil mit sich. Die in dieser Zeit negative Katode hebt die Startervorspannung um den gleichen Betrag positiv an. Diese zusätzliche Spannung, auch Intervallspannung genannt, wirkt sich günstig auf das Schaltverhalten der Röhre bei sich langsam ändernder Steuerspannung aus.

Bild 10: Halbwellenbetrieb von Relaisröhren und Relais



Sie entsteht sofort beim erstmaligen Zünden der Röhre und hebt die Steuerspannung für die nächste Zündperiode über die kritische Starterzündspannung hinaus. Die Röhre löscht erst, wenn die Steuerspannung um diesen zusätzlichen Betrag unter die Starterzündspannung abgesunken ist.

Der Widerstand R schützt die Röhre im Aufladeimoment des Kondensators vor zu

Tabelle 3: Geeignete Relais für Kaltkatoden-Relaisröhren

Röhrentyp	Hersteller Relaistyp	Spulen-widerstand	Röhrenstrom bei 220 V	Schaltung
Gleichspannungsbetrieb				
Z 660 W	VEB EMB	10 000 Ω	9,5 mA	
	VEB EMB	15 000 Ω	6,5 mA	
	VEB WBN Großbreitenbach GBR 301-303 Bv. Nr. 0335-7	8361 Ω	9 mA	Vorwiderstand R = 3,3 kΩ
Z 860 X	VEB EAW Treptow RH 100, RH 102	4700 Ω	23 mA	
	VEB EMB	5600 Ω	18 mA	
Wechselspannungsbetrieb				
Z 661 W	VEB WBN GBR 301-303 Bv. Nr. 0335-7	8361 Ω	6,5 mA	nach Bild 10 R = 4 kΩ C = 2–4 µF
Z 861 X	VEB EAW RH 91 RH 94		27 mA	RC-Glied nach Bild 6 R = 1,6 kΩ C = 6 µF
	RH 100, RH 102	4700 Ω	16 mA	
	RH 102 PL Nr. 730.683.990 Spulen Nr. 807.192/14[1])	1300 Ω	18 mA	Relais mit 3 Lagen, 0,5 ∅ Cublank, Kurzschlußwicklung 10 000 Wdg. 0,1 CuL
	VEB Statex RZt 2 (Thermorelais)	Der vorhandene Widerstand ist durch einen 1,6-kΩ-Typ zu ersetzen	30 mA	

[1]) Dieses Relais ist bevorzugt zu verwenden.
Diese Angaben beziehen sich auch auf die Relaisröhren Z 862 E und Z 863 X unter Berücksichtigung ihrer technischen Daten.

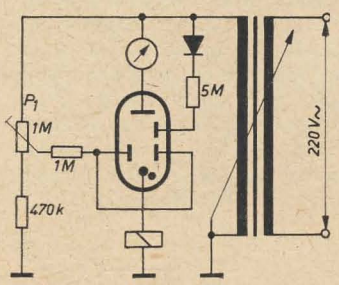


Bild 11: Prüfschaltung für elektromechanische Relais in Verbindung mit Kaltkatoden-Relaisröhren

hohen Einschaltstromstößen. Er wirkt aber auch dämpfend auf den Resonanzkreis Relaisspule – Kondensator. Seine Größe wird zwischen 1,6 und 2 kΩ gewählt.
Für spezielle Anforderungen möge der Hinweis auf folgende, allerdings auch aufwendigere Lösung (Bild 10) genügen. In diesem Fall erfolgt dann die Spannungsversorgung für die Hilfselektrode über denselben Gleichrichter.

Auswahl von Relais

Die Auswahl geeigneter Relais und die Dimensionierung eventuell notwendiger äußerer Abfallverzögerungseinrichtungen erfolgt nach dem im Bild 11 wiedergegebenen Schaltbild. Diese Schaltung ist für den Gleich- oder Wechselspannungsbetrieb gleich gut geeignet, wenn anstatt eines Regeltrafos eine veränderliche Gleichspannungsquelle benutzt wird.
Die zu erwartende Netzunterspannung wird eingestellt und anschließend durch P_1 die Röhre gezündet. Das Relais muß einwandfrei anziehen, und der durch die Röhre fließende Strom darf den zulässigen Minimalwert (siehe Tabelle 1) nicht unterschreiten. Dementsprechend dürfen bei Netzüberspannung der maximal zulässige Katodenstrom und die Belastbarkeit der Relaiswicklung nicht überschritten werden.
Es empfiehlt sich, in jedem Falle die vorgenommene Abfallverzögerung oszillografisch zu kontrollieren und danach eventuelle Korrekturen durchzuführen.
In der Tabelle 3 sind für die entsprechenden KKR geeignete Industrierelais zusammengestellt.

Diese Informationen erfolgen ohne Berücksichtigung der Schutzrechtslage.

Literatur

[1] Firmenunterlagen der Elesta AG, Bad Ragaz (Schweiz)
[2] Firmenunterlagen der Cerberus AG, Männedorf (Schweiz)
[3] Bartels, Oklobdzija: Schaltungen und Elemente der digitalen Technik
[4] Dürr, R. A.: Kalt-Katodenröhren steuern Relais. Elektronische Rundschau 17 (1963), H. 10

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 4 (1965)

■ **Erhöhung des Nachrichtenflusses in verrauschten Kanälen in informationstheoretischer Sicht**

Der maximal erreichbare Nachrichtenfluß und der in Systemen ohne Gedächtnis auftretende Nachrichtenfluß werden auch für ein Beispiel berechnet und gegenübergestellt. Dabei kann die Wirksamkeit angegebener Maßnahmen zur Erhöhung des Nachrichtenflusses (Akzentuierung, Rausch-Bewertungs-Rechnung) abgeschätzt werden.

■ **Vervielfachung von Schwingungen innerhalb eines sehr großen Frequenzbereiches**

Für Schwingungen mit stark veränderlicher Folgefrequenz werden drei neuartige Verfahren zur Vervielfachung mitgeteilt. Bei ihnen ist die Kurvenform (Sinus, Dreieck, Rechteck) statt des Spektrums entscheidend. Es gelingt nur eine Verdopplung mit Kaskadenschaltung. Da keine Filter notwendig sind, arbeiten die Schaltungen in extrem großen Frequenzbereich.

■ **Elektronische Festkörperbauelemente, Teil IV**

■ **Rauschen von Dioden**

Bei Spitzen-, Golddraht- und Kleinflächendioden wurde das Sperrauschen und bei Spitzen- und Golddrahtdioden das Flußrauschen bei $I_F = 10$ mA gemessen. Mittelwertstabellen und Diagramme verschaffen einen Überblick. Die Rauschpegel wurden in Abhängigkeit von der Frequenz (0,1 und 5 MHz) und vom Sperrstrom ermittelt. Der Temperaturgang der Rauschspannung von vier Spitzendioden zwischen −60° und +20 °C wird dargestellt. Die Veränderlichkeit des Rauschens bei Variation des Gases über der Oberfläche und der Oberflächenbeschaffenheit wurde untersucht.

■ **Die Dimensionierung mehrfachstabiler Kippschaltungen mit Transistoren**

Mehrfachstabile Kippschaltungen entstehen durch Erweiterung der bekannten Flip-Flop-Schaltung. Es wird die Dimensionierung solcher Schaltungen behandelt. Anschließend werden einige spezielle Ringzählerschaltungen angegeben, die sich mit Hilfe der aufgestellten Dimensionierungsvorschriften berechnen lassen.
Es wird eine Frequenzmodulationsschaltung mit Reaktanzröhre beschrieben und berechnet, die bei geringer Amplitudenmodulation einen möglichst großen Frequenzhub zuläßt. Abschließend wird als Anwendungsbeispiel auf einen Wobbelgenerator eingegangen.

■ **Reaktanzröhrenschaltung**

Datendarstellung auf Katodenstrahlröhre

Betriebliches Datenmaterial in Industriebetrieben kann auch von entfernten Ursprungsorten durch das von der Associated Electrical Industries Ltd. entwickelte neue alphanumerische Darstellungsverfahren vom Typ 1200 auf eine Katodenstrahlröhre extrem schnell übertragen und dort in leicht lesbaren Zeichen dargestellt werden. Dieses Verfahren soll die immer komplizierter werdende Verfahrens-Überwachungstechnik vereinfachen helfen.
Auf Befehl eines Kernspeichers können Buchstaben, Zahlen oder Sonderzeichen auf der Katodenstrahlröhre dargestellt werden. Die Speicherkapazität bestimmt auch das Format des Bildes auf der Katodenstrahlröhre, d. h., es können max. 4095 Zeichen erscheinen, und zwar 64 Zeilen mit je 90 Zeichen.
Um Informationen auf kleinem Raum besonders herauszustellen und zu verdeutlichen bedient sich AEI eines „Balkenschreibers", der neben den dargestellten Daten eine Reihe Balken anzeigt, an deren verschiedener Länge besondere

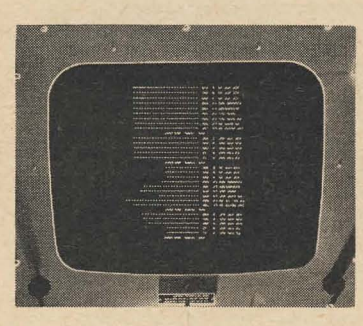


Bild 1: AEI Typ 1200 alphanumerisches Darstellungsverfahren, Balkenschreiberanzeige

Umstände abgelesen werden können, wodurch eine schnelle Entscheidung ermöglicht wird (Bild 1). Bei einer anderen Darstellungsmethode sind alle analogen Balken von gleicher Länge, wenn die entsprechenden Werte ihren normalen Konstantwert besitzen; eine Abweichung kann hier rasch erkannt und durch Bezugnahme auf die betreffende Zahl die nötige Sofortmaßnahme getroffen werden. Bei einer weiteren Methode wird der numerische Wert auf eine Seite verschoben, um in Sonderfällen besonders beachtet zu werden.
In der Grundausführung besteht das 1200-System aus einer Zelle mit einem Kernspeicher, zeichenerzeugenden Schaltkreisen, Zusatzgeräten und einem Bildkonsol. Es können mehrere Katodenstrahlröhren gleichzeitig verwendet werden, wobei alle Röhren dieselben oder untereinander verschiedene Datenbilder sichtbar machen. In ihrer Grundanwendung soll diese Darstellungsmethode über eine einzige Katodenstrahlröhre die Werte einer Anzahl von Variablen tabellarisch darstellen. Durch die Verwendung von zusätzlichen Röhren können dieselben Informationen auch anderen „Operatoren" sichtbar gemacht werden, oder die Daten können so aufgeteilt werden, daß ein Operator jeweils nur die Informationen auf dem Bildschirm sieht, die für ihn von Bedeutung sind. Es ist ferner möglich, auf einer Hauptröhre alle verfügbaren Daten zu speichern und sie dann entsprechend ihrer Bestimmung an andere Röhren an verschiedenen Stellen des Betriebes weiterzuleiten.

Betriebsfernsehen mit automatischer Empfindlichkeitsregelung

Es handelt sich um ein von der AEI entwickeltes volltransistorisiertes Betriebsfernsehsystem mit automatischer Bildqualitätsregelung bei wechselnden Lichtbedingungen. Dieses System wurde aus Hochleistungsgeräten entwickelt, die ursprünglich für militärische Zwecke vorgesehen waren.
Die automatische Empfindlichkeitseinstellung gewährleistet eine konstante Bildqualität bei einem Helligkeitsverhältnis von 60 : 1. Als Stromquelle können 24 V 3 A (zwei Autobatterien) oder ein 110 bis

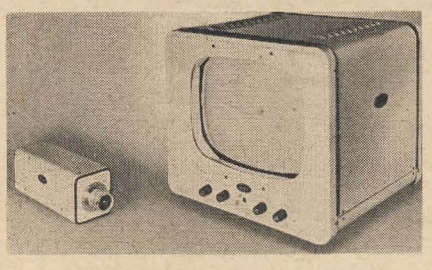


Bild 2: Kamera und Monitor von AEI

250 V Netz mit 50–60 Hz dienen. Der Stromverbrauch einschließlich Kamera liegt bei etwa 45 W. Es kann zwischen 625, 525 und 405 Bildzeilen bei einem Zeilensprungverhältnis von 2 : 1 gewählt werden. Die Horizontalaufteilung ist auf 600 Zeilen abgestimmt, und die Bandbreite liegt bei 8 MHz. Die Kamera kann mit einer Standard-16-mm-Linse oder irgendeiner anderen gewünschten Linse ausgerüstet werden, einschließlich Weitwinkel- und Teleobjektive. Bei mehreren Kameras und Monitorgeräten wird eine Verteilereinheit verwendet, die die Bilder an die Monitore weitergibt, die entweder als konventionelle Fernseh- oder als Videoempfänger ausgelegt sein können. Eine Fernsteuerung ermöglicht zusätzlich die Steuerung von Kamerazubehör, wie Varioptik, Neigungs- und Trickmechanismen.
Die beiden Grundeinheiten Kamera und Monitor besitzen eine Masse von nur 15,4 kg. Die Bedienungselemente sind alle am Monitor angebracht, von dem aus die Kamera von einem zentralen oder entfernt gelegenen Blickpunkt (max. 475 m) gesteuert werden kann. Durch Verwendung von gedruckten Schaltungen und Transistoren wird die Zuverlässigkeit des Systems erhöht und die Wartung auf ein Minimum reduziert. Bild 2 zeigt die Kamera und den Monitor.

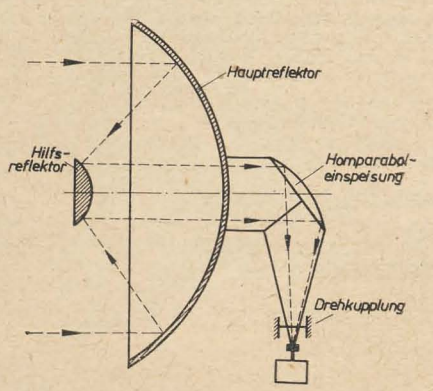
Referate

H. Kinder und W. Stöhr

Die Funkstelle Raisting für Nachrichtenverbindungen über Satelliten

Siemens-Zeitschrift 38 (1964), H. 10, S. 723–733

Transatlantische Richtfunkübertragungen Europa–Amerika würden eine Relaisstation von 1000 km Höhe oder etwa 100 Relaisstationen üblicher Höhe erfordern. Da beide Möglichkeiten allein aus bautechnischen Gründen nicht durchführbar sind, spielte sich bisher der transatlantische Nachrichtenverkehr vorwiegend auf Kurzwellenverbindungen oder über Tiefseekabel ab. In neuerer Zeit kommen als für die Zukunft recht aussichtsreiche Möglichkeit Relaissatelliten hinzu. Zur Beteiligung an den diesbezüglichen Übertragungsversuchen errichtete die westdeutsche Bundespost die Funkstelle Raisting, für deren Realisierung die Firma Siemens und Halske als Hauptunternehmer beauftragt wurde.
Die Station wurde in der Nähe von Raisting in einer von Hügelketten umgebenen Mulde aufgebaut. Dadurch werden Störeinstrahlungen durch irdische Richtfunk- und Radaranlagen weitgehend vermieden. Der kleinste Elevationswinkel, der durch diese Hügelkette festgelegt ist, beträgt 3°.
Als Antenne dient eine Cassegrainantenne mit Hornparaboleinspeisung (siehe Bild), bei der der sonst übliche Erreger der Cassegrainantenne durch ein Hornparabol ersetzt wurde. Diese Einspeisung hat folgende Vorteile: 1. geringe Dämpfung, 2. Die empfindlichen elektronischen



Schema der Cassegrainantenne mit Hornparabol-einspeisung (nicht maßstabgetreu)

Geräte können auf Grund der Strahlenumlenkung über Drehkupplungen angeschlossen werden und brauchen so die Elevationsbewegung der Antenne nicht mitzumachen. Die von MAN konstruierte und gebaute Antenne hat 25 m Durchmesser und 32 m Höhe. Das Verhältnis Brennweite : Durchmesser beträgt 0,26. Die Antenne ist um die Vertikalachse um 360° und um die horizontale um 115°

schwenkbar. Sie hat bei der Empfangsfrequenz von 4 GHz einen Gewinn von 57 dB, bei der Sendefrequenz von 6 GHz einen solchen von 60 dB. Die Halbwertsbreite liegt bei 0,2°. Zum Schutz gegen Witterungseinflüsse und zur Einhaltung der erforderlichen Richtgenauigkeit befindet sich die Antenne unter einem „Radar-Dom" (Radom) von 40 m Höhe und 48 m Durchmesser. Die Kuppel besteht aus einem 1,8 mm dicken Dacron-Gewebe. Das Material hat einen Verlustwinkel von 10^{-2}. Im Inneren des Radoms herrscht ein Überdruck, der automatisch so gesteuert wird, daß bei Windeinwirkung nur geringe Verformungen auftreten.

Zur Nachführung der Antenne sind eine Magnetbandsteuerung sowie eine Eigen-Feinnachführung vorhanden, die im Zusammenwirken eine hohe Nachführsicherheit ergeben. Die Eigennachführung basiert auf einem vom Satelliten ausgesandten Bakensignal, die Magnetbandsteuerung auf einprogrammierten Bahndaten.

Der Empfänger besitzt einen Wanderfeldmaser von Bell als Vorverstärker, der auf 4 °K abgekühlt wird. Er benötigt ein Magnetfeld von 3 kG und 100 mW Pumpleistung bei 30 GHz. Sonstige Daten: Verstärkung 40 dB, Bandbreite 16 MHz ohne Entzerrung, Rauschtemperatur 4 °K. Die nachfolgenden Geräte der Empfangsanlage sind: üblicher Richtfunkempfänger mit ZF-Verstärkern, Frequenz-Gegenkopplungsdemodulator und Trägerversorgung. Der Sender besteht aus einem Vorverstärker und einer Leistungsendstufe mit wassergekühlter Wanderfeldröhre von Siemens. Der Vorverstärker liefert bei 6 GHz eine Aussteuerleistung von 2 W. Die Endstufe liefert bei 30 dB Verstärkung 2 kW Ausgangsleistung. Die Ausgangsleistung wird als Funktion der Satellitenentfernung geregelt.

Sender und Empfänger werden über eine Antennenweiche an die Antenne geschaltet, so daß Simultanbetrieb möglich ist.

Naumann

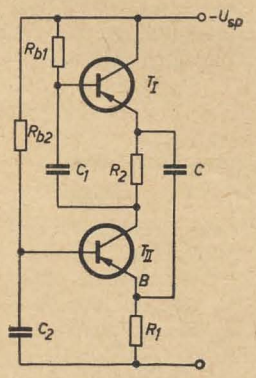
V. M. Ristic

Ein neuartiger freischwingender Multivibrator

Electronic Engineering 36 (1964), H. 434, S. 232–233

Es handelt sich um einen seriengeschalteten, emittergekoppelten Multivibrator mit zwei pnp-Transistoren. Er kann zwischen 0,01 Hz und 250 kHz entsprechend der Dimensionierung bei einer Flankensteilheit von etwa 0,6 μs schwingen. Als Besonderheit der Schaltung wird deren Stabilität wegen der Gegenkopplung, verursacht durch die Emitterwiderstände R_1 und R_2, hervorgehoben.

Die Wirkungsweise ist folgende. Beim Einschalten der Speisespannung liegt der Emitter des Transistors T_I auf dem Potential des Punktes B (siehe Bild). Der Kondensator C wird über den stromführenden Transistor T_I und R_1 geladen. Der Ladestrom hält Transistor T_{II} im gesperrten Zustand. Ist der Ladestrom abgeklungen, öffnet T_{II}. C entlädt sich über T_{II} und R_2 und sperrt gleichzeitig T_I. Ist die Entladung beendet, öffnet T_I, und der Vorgang wiederholt sich von vorn.



Seriengeschalteter, emittergekoppelter Multivibrator

Die Halbperiode T_1 (Transistor T_I leitend) beträgt

$$T_1 = C R_1 \ln \frac{U_{sp} - U_{C1}}{U_{sp} - U_{C2}}$$

wobei U_{C1} = Spannung an C zu Beginn der Aufladung
U_{C2} = Spannung an C am Ende der Aufladung
U_{sp} = Speisespannung

und die Halbperiode T_2 (Transistor T_{II} leitend)

$$T_2 = C R_2 \ln \frac{U_{C2}}{U_{C1}}$$

Wolf

Fachbücher

Peter Neidhardt

Technik-Wörterbuch „Fernsehtechnik – Fernsehelektronik"

Englisch – Deutsch – Französisch – Russisch
Gemeinschaftsauflage des VEB Verlag Technik, Berlin, mit Pergamon Press Ltd., Oxford
340 Seiten, Kunstleder 36,– MDN

Die in einer früheren Besprechung für ein anderes Technik-Wörterbuch getroffene Feststellung, daß es eine schwierige und oft undankbare Aufgabe ist, ein mehrsprachiges technisches Wörterbuch herauszubringen, bestätigt sich auch hier wieder. Kaum liegt das Wörterbuch auf dem Tisch, strecken sich die ersten Zeigefinger hoch und zeigen dann auf die immer unvermeidlichen Lücken.

Damit sind wir bei der Kernfrage für das vorliegende Wörterbuch: Sind etwa 3500 Begriffe für das behandelte Fachgebiet ausreichend? Da es sich um die spezifischen Termini eines doch nicht großen Teilgebietes der Nachrichtenelektronik handelt, glaubt der Rezensent, diese Frage klar bejahen zu können. Dabei ist noch genügend Spielraum für Begriffe aus den Grenzgebieten vorhanden. So bringt das Buch neben den ausgesucht fernsehtechnischen Ausdrücken die wesentlichen Begriffe der Bauelementetechnik, z. B. der Bildröhren und Transistoren, der Sendertechnik, aber auch betriebstechnische, wie „Wärmeaufnahme", „Wasserkühlung" usw. Besondere Beachtung scheinen mir neben den farbfernsehtechnischen die studiotechnischen Begriffe gefunden zu haben. Wo es nicht vermeidbar schien, sind auch ausgesprochene Slangs enthalten. Ausgesprochenen Laborjargon wird der Benutzer – mit Recht – aber vergeblich suchen.

Mit seiner großen Anzahl von Fachwörtern – spezifischen Termini und technischen Allgebrauchswörtern – stellt das Buch eine wertvolle Unterstützung für das Studium und die Auswertung ausländischer Fachliteratur dar und bietet bei sinnvoller Anwendung gute Möglichkeiten zur Sprachhilfe und Verständigung.

Natürlich wird der versierte Zeitschriftenleser gelegentlich Lücken finden – aber eine schnellebige Technik wie die Elektronik schafft auch ständig neue Ausdrücke. Von Wert scheint zu sein, daß die Äquivalenz der Ausdrücke in den vier Sprachen weitgehend erreicht sein dürfte, z. B. bei der Anwendung der Worte „piezo" und „Quarz". Der Rezensent hätte sich lediglich bei einigen Allgebrauchswörtern eine bessere Übereinstimmung mit den Ausdrücken des gleichartigen Wörterbuchs „Funk- und Fernmeldeanlagen" gewünscht.

Es hieße Unmögliches verlangen, wollte man neben der Lückenlosigkeit auch die Fehlerfreiheit eines solchen umfangreichen und komplizierten Werkes, das nur in mühseliger Kleinarbeit entstehen kann, erwarten. Daher unterstützt auch der Rezensent den Wunsch von Autor und Verlag, durch Hinweise und Vorschläge bei der Behebung von Mängeln zu helfen, handelt es sich doch um Mängel geringfügiger Art, die in keinem Fall den großen Wert dieses Buches beeinträchtigen können, für das Autor und Verlag volle Anerkennung verdienen.

Rohde

In Kürze erscheint

Autorenkollektiv

Klimaschutz elektrischer Geräte

herausgegeben von Ing. Harry Jubisch
etwa 350 Seiten, etwa 100 Bilder,
Kunstleder etwa 30,– MDN

VEB VERLAG TECHNIK · Berlin

Dr. H. Hart

RADIOAKTIVE ISOTOPE IN DER BETRIEBSMESSTECHNIK

2., überarbeitete und ergänzte Auflage
560 Seiten, 389 Abbildungen
38 Tafeln, 16 Klapptafeln
Kunstleder 68,– MDN

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN

Eine Modernisierung der Produktion und damit eine Qualitätserhöhung der Erzeugnisse ist undenkbar ohne eine Verbesserung der Meßmethoden. Hierbei können radioaktive Isotope eine große Hilfe sein. Doch zu einer erfolgreichen Anwendung ist die Kenntnis ihrer Möglichkeiten und Grenzen Voraussetzung.
Das Buch ist deshalb in erster Linie für Ingenieure, Meister, Meßtechniker, Gütekontrolleure, Maschinenführer und andere Facharbeiter bestimmt. Auch für die Konstruktion und Installation solcher Meßanlagen kann es Anregungen geben. Darüber hinaus wendet es sich an Studenten, die sich mit Problemen der modernen Meß- und Regelungstechnik beschäftigen. Nicht zuletzt sollen auch die Betriebsleitungen angesprochen werden, die über die Anschaffung derartiger Anlagen zu entscheiden haben.
Um dem Vorwurf einer lückenhaften oder zu stark vereinfachenden Darstellung zu begegnen, wurden in Kleindruck einige Bemerkungen mit aufgenommen, die sachlich zu dem behandelten Stoff gehören, aber für das weitere Verständnis nicht unbedingt entscheidend sind. Diese Stellen können beim ersten Lesen auch übergangen werden. Sie erhöhen aber zusammen mit dem ausführlichen Sachwörterverzeichnis den Wert des Buches als Nachschlagewerk.
Bei einem Gebiet, das, wie das vorliegende, in einer derart stürmischen Entwicklung begriffen ist, läßt sich eine Vollständigkeit nie ganz erreichen. Die Verfasser hoffen aber, daß das Buch dem genannten Personenkreis trotzdem eine gute Hilfe sein wird und die Einführung einer neuen, den Erfordernissen der Zeit entsprechenden, Meßtechnik zu unterstützen vermag. Für Anregungen aus der Praxis und Hinweise auf neue technische Entwicklungen auf dem behandelten Gebiet werden Verfasser und Verlag stets dankbar sein.

Welcher Betrieb
hat außer einer
interessanten Arbeit
auch noch eine 2½-Zi.-Whng. zu vergeb. an: **Ing. für Funktechnik, gelernter Rundfunkmech. und Funkorter (24 J.)** in z. Z. ungekünd. Stellung.
KRF 1132 Dewag Werbung 1054 Berlin

Übernehme im Bez. Leipzig
Handwerks- oder Produktions-Betrieb
der Fachrichtung Elektronik-Elektromechanik. Auch Teilhaberschaft angenehm.
Angebote unter DL 1331 an Dewag 701 Leipzig

Es reinigt, wäscht, ölt und schützt zugleich
Spezial-Wellenschalteröl »d«
Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Prüf Fix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Schwerhörige!
Transistor-Hörhilfen, Hörrohre, Ohrenbrillen ab 16,– MDN liefert
Rochhausen, 9367 Waldkirchen/Erzg.
auf Wunsch zur Probe, Reparaturen aller Systeme

Junger Funkmechaniker
in ungek. Stellung sucht neuen Wirkungskreis in der Reparaturtechnik. Fahrerlaubnis Kl. 1 u. 4 vorhanden. 2-Zimmer-Wohnung ist Bedingung.
KRF 1161 Dewag 1054 Berlin

Fachmann sucht Beteiligung oder Übernahme von Handwerks- oder Kleinindustrie-Betrieb.
Rundfunk oder Elektronik.
Zuschriften unter HP 218 257 Dewag Hochhaus, 806 Dresden

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, 521 Arnstadt/Th.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

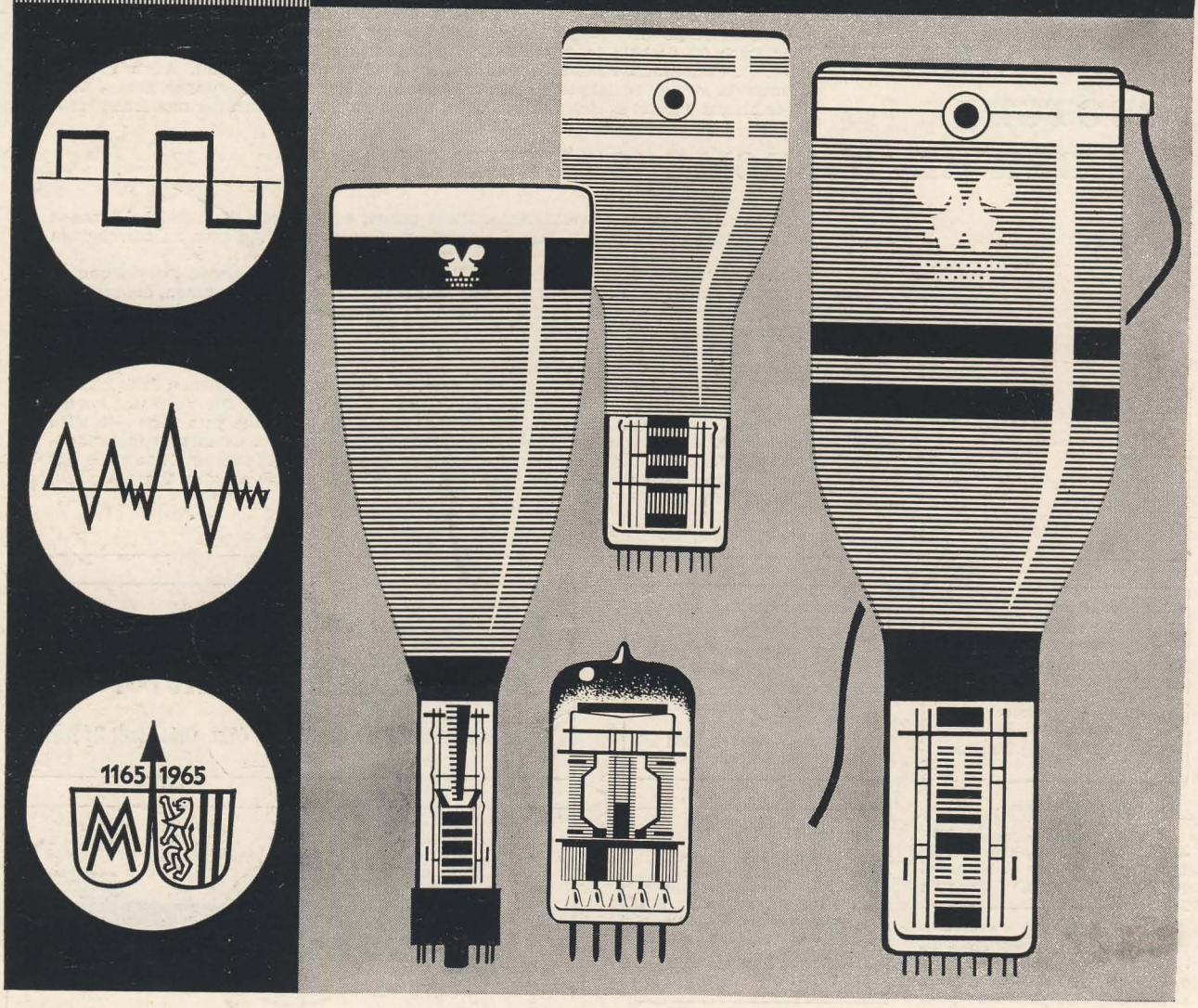
PGH „FUNKTECHNIK"
806 DRESDEN
jetzt:
Friedrich-Engels-Straße 20
Telefon 5 52 87

Lautsprecher-Spezialwerkstatt
Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

25 JAHRE
technische Schiebe-Abziehbilder!
Verlangen Sie bemustertes Angebot!
HOLM GROH
703 Leipzig,
Kurt-Eisner-Straße 71

REMA
RUNDFUNKGERÄTE
Rema — 2003 Super
Rema — 2003 Phono
10 AM- und 12 FM-Kreise
Bausteinprinzip
Gedruckte Schaltung — also moderne Technik
Hervorragender Klang
Gute Form
Rema
FABRIK FÜR RUNDFUNK, ELEKTROTECHNIK UND MECHANIK
WOLFRAM & CO. KG, 915 STOLLBERG/Erzg.

RFT electronic



Qualität SCHAFFT VERTRAUEN

Elektronenröhren – von namhaften Wissenschaftlern entwickelt
von erfahrenen Facharbeitern produziert
von modernen Automaten geprüft –

verbürgen die Qualität, die sich mit dem Begriff R-F-T verbindet.

VEB FUNKWERK ERFURT

Rudolfstraße 47/5